

Винахід відноситься до метеорології, а саме до дистанційних способів визначення параметрів прикордонного шару атмосфери і може бути використаний в інтересах авіаційної метеорології.

Згідно [1. Требования к метеооборудованию, предназначенному для получения метеоинформации, необходимой при обеспечении взлета и посадки воздушных судов на аэродромах ГА.// Труды ГГО. Л.: Гидрометеоиздат, 1989. Т.523. С.2-25.] технічні засоби в зоні аеродрому повинні вимірювати з тимчасовим інтервалом не більш 15хв. і по запиту, з видачею даних не більш, ніж через 5хв. після запиту, з дозволом по висоті не гірше  $\Delta H=30\text{м}$  (тобто для висот  $H=2, 30, 60\dots\text{м}$ ) наступні характеристики приземного шару атмосфери висотою не менш  $H_{\min}=100\text{м}$  до висот  $H_{\max}=300\div 500\text{м}$ :

а) профілі швидкості вітру  $v_B(H)$  з часом усереднення  $2\div 5$  у діапазоні  $v_w=1\div 55\text{м/с}$  з похибкою не більш  $\delta v_w=\pm(0,5+0,05v_B)\text{м/с}$ ;

б) профілі напрямку вітру  $\varphi_w(H)$  з часом усереднення 1хв. у діапазоні кутів  $\varphi=0\div 360^\circ$  з похибкою не більш  $\delta\varphi_w=\pm 8^\circ$ ;

в) профілі температури  $T(H)$  з похибкою не гірше  $\delta T=\pm 1\text{К}$ , осереднення повинно вироблятися за періоди 1,2 і 10хв.;

г) профілі відносної вологості повітря  $h_r(H)$  у діапазоні  $h_r=50\%\div 100\%$  з похибкою не гірше  $\delta h_r=\pm 4\%$ .

$$h_r=e/E,$$

де  $e$  - парціальний тиск водяної пари, мбар;  $E$  - тиск насичення водяної пари при даній температурі  $T$  і атмосферному тиску  $p$ .

У стандартній атмосфері

$$p=1013\text{мбар}, T=293\text{К}, h_r=80\%, E=23,273\text{мбар}.$$

Відомі контактні способи визначення висотних профілів температури і вологості, у яких датчики температури і вологості встановлені в контейнери, що піднімаються на висоту за допомогою повітряної кулі (радіозондові вимірювання) чи підвішуються на різній висоті на метеорологічній вежі (баштові вимірювання). Точність контактних способів вимірювань вважається найбільш високою, одержують похибки вимірів  $\Delta T\leq\pm 1\text{К}$ ,  $\Delta e=\pm 5\%$  [2. Справочник по радиолокации. Т.1. Основы радиолокации. Пер. с англ. под ред. Я.С.Ицхоки. - М.: Сов. радио. 1976. 456с. Radar Handbook. Editor-in-Chief Merrill I. Skolnik. McGraw-Hill Book Company 1970.]

Недоліком контактних способів є те, що вимірювання не можна робити безпосередньо над злітно-посадочною смугою (ЗПС) аеродрому, щоб не створювати аварійних ситуацій під час повітряного руху.

Відомі неконтактні дистанційні способи вимірювань висотних профілів вітру, температури і вологості шляхом посилок з поверхні Землі в атмосферу акустичних чи (і) електромагнітних хвиль і прийому відбитих сигналів - акустичний, радіолокаційний, радіоакустичний способи зондування, а також шляхом прийому власного радіовипромінювання атмосфери - радіометричний спосіб зондування. Серед перерахованих неконтактних дистанційних способів тільки радіоакустичне зондування реалізується за допомогою апаратури, що забезпечує сумісність з апаратурою аеропорту по електромагнітних і акустичних полях і дозволяє вимірювати поблизу ЗПС висотні профілі вітру і температури з необхідним дозволом по висоті. Зіставлення результатів різних способів виміру висотних профілів дане в [3. Began D.W., Hooke W.H. and Clifford S.F. Acoustic echo-sounding techniques and their application to gravity-waves, turbulence and stability studies. // Boundary-Layer Met. 1973, vol.4, P.133-153. 4. Вествотер Е.Р., Вязанкин А.С., Гайкович К.П., Кадыгров Е.Н., Моисеев Д.Ю. Радиометрический мониторинг температуры планетарного пограничного слоя атмосферы // Метеорология и гидрология, 1999, №3. С.59-71. 5. U.Gorsdorf, V.Lehmann, H.Steinhausen, and P.Ulrych, Availability of wind and temperature profiles measured with the 1290 MHz and 482 MHz wind profiler/RASS // Cost-76 Profiler Workshop 1997/ Extended Abstracts in 2 vol. May,12, 1997. Engelberg, Switzerland. P.11-146. 6. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука. 1985.197с. Табл.3, с.28-29, 177-182.]

Спосіб радіоакустичного зондування атмосфери полягає в наступному. З деякої точки на поверхні землі посилають в атмосферу акустичну послілку й опромінюють її електромагнітними сигналами. Для виникнення відбиття електромагнітних сигналів від обсягу повітря, збудженого акустичною послілкою, довжини хвиль, акустичної  $\lambda_s$  і електромагнітної  $\lambda_e$ , вибираються відповідно до умови Брегга  $\lambda_s=\lambda_e/2$ . Приймають електромагнітні луни-сигнали. По прийнятому луна-сигналу визначають частоту  $F_s$  доплерівського зсуву, що зв'язана зі швидкістю звуку  $c_s$  у повітрі і довжиною звукової хвилі  $\lambda_s$  співвідношенням  $F_s=c_s/\lambda_s$ . Робота радіоакустичної апаратури не чуттєва до зовнішніх акустичних шумів. [6, с.16-18].

Температура  $T$  зв'язана зі швидкістю звуку  $c_{sd}$  у сухому повітрі рівнянням Лапласа

$$T=(c_{sd}/q)^2,$$

де  $q=(\kappa R/m_b)^{1/2}=20,053$  - постійна, що слабко залежить від вологості повітря,  $\kappa$  - відношення питомих теплоємностей повітря при постійному тиску ( $C_p$ ) і постійному обсязі ( $C_v$ ),  $R$  - газова постійна,  $m_b$  - молекулярна маса повітря.

Швидкість звуку  $c_s$  у реальній атмосфері зв'язана з вологістю співвідношенням [6. с.32]

$$c_{sd}=c_s(1+0,28h)^{-1/2},$$

де  $h=e/p$  - параметр вологості (молярна концентрація водяної пари, у відсотках).

З двох попередніх формул одержуємо зв'язок температури  $T$  зі швидкістю звуку в реальній атмосфері

$$T = \left( \frac{c_s}{20,053\sqrt{1+0,28h}} \right)^2. \quad (1)$$

Згідно [7. North E.M. and Peterson A.M. RASS, a remote sensing system for measuring low-level temperature profiles // Bull. Am. Meteorol. Soc. 1973, vol.54, №9. P.912-919] при вимірюванні температури радіоакустичним способом без обліку вологості, тобто при допущенні  $c_{sd}=c_s$ , одержують максимальну похибку  $\Delta T=\pm 2,2\text{K}$ . Додаткова похибка виникає при наявності вертикальної складової швидкості вітру. Ця похибка для разового виміру (миттєве значення)  $\Delta T\approx 1,7v$ , тобто при вертикальній швидкості вітру  $v=1\text{м/с}$  одержуємо  $\Delta T=1,7\text{м/с}$ .

Частота акустичних посилок складає 3-5с Радіоакустичне зондування дозволяє вимірювати висотні профілі температури і вітрових характеристик (швидкості і напрямки вітру).

Недоліки радіоакустичного зондування:

- 1) селективність, тобто необхідність дотримання умови Брегга;
- 2) радіоакустичне зондування не забезпечує необхідної точності виміру температури (похибки за рахунок неврахування вологості і вертикального вітрового зрушення).

Найбільш близьким до того, що заявляється, по сукупності ознак є спосіб зондування атмосфери [8. Иванов В.Н., Коровин В.Я. Авт. свид-во СРСР №1200691, бюл. изобр. №28 от 30.07.86, G01S13/95] - прототип, у якому створюють у досліджуваному шарі вихрове кільце, що рухається, усередині кільця задають початкові температуру й абсолютну вологість повітря, опромінюють кільце акустичними чи електромагнітними імпульсами і приймають відбиті сигнали, вимірюють просторові координати кільця і зміну потужностей прийнятих сигналів, розраховують модуль різниці середньої температури чи абсолютної вологості повітря в кільці й в атмосфері. Потім з урахуванням початкового радіуса кільця і знака градієнта температури чи вологості в атмосфері обчислюють профілі температури і вологості по трасі руху кільця. По швидкості і напрямку горизонтального переносу кільця судять про профіль вітру. Усі метеопараметри визначаються, починаючи з висоти  $L_n$ , на якій вважаються відомими абсолютна вологість і температура.

У прототипі виштовхують поршнем із труби деяку масу підігрітого вологого повітря, що проходить значну відстань, не перемішуючи з навколишнім повітрям. У повітрі утвориться вихрове кільце (кільцевий вихор) у вигляді сплющеної в напрямку руху сфери, еліпсоїда обертання чи тора, причому вісь симетрії еліпсоїда і тора, менша серед осей, спрямована уздовж потоку навколишнього повітря. На поверхні кільцевого вихру, рівнобіжно напрямку руху, лінії руху повітря спрямовані паралельно потоку, потім вони викривляються убік осі вихру й уздовж осі мають протилежний потоку напрямок. Закручений рух створює стійку структуру, здатну існувати досить довго. Подібна будівля має «капельюшок» грибоподібної хмари, що розвивається після атомного вибуху. Така хмара з великою швидкістю піднімається на висоту декількох кілометрів. Аналогічне явище спостерігається при вибуху великих зарядів звичайних вибухових речовин. [9. Лаврентьев МА, Шабат В.В. Проблемы гидродинамики и их математические модели. Изд. 2-е, - М.;Наука, 1977. 408с. Глава 9.]

Згідно [10. Rusakov Yu. S. Vortex acoustic sounding - A new method for remote measurements of atmospheric parameters // Proc. 9<sup>th</sup> Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans, Vienna, 1998, pp.111-114] штучно створювані вихрові кільця мали параметри: початковий радіус 0,35 і 1,1м; початкову швидкість до 60м/с і 20м/с; початковий перепад температур щодо навколишнього повітря від 0 до 50К. При визначенні температурних профілів оцінений перетин зворотного розсіювання одиничного обсягу для вихрових кілець  $\sigma_1\approx 10^{-6}\text{--}10^{-7}\text{м}^2$ , що на 2-3 порядки більше, ніж для звичайного акустичного зондування.

У роботі [11. Rusakov Yu. S. On the vortex acoustic sounding of the temperature profile in the low atmosphere // Proc. 8<sup>th</sup> Int. Symp. on Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans, Moscow, 1996, pp.3.113-3.118] показано, що верхній купол вихрового кільця має явно виражене дзеркальне відбиття акустичних хвиль. Представлено ізотерми у вигляді злегка деформованих кіл одне в іншому в одній половині поперечного перерізу. Нижня частина кільця характеризується наявністю кільватерного вихрового сліду і не має явно вираженої дзеркально відбиваючої поверхні.

В експериментах [12. Коровин В.Я., Русаков Ю.С. Измерение метеопараметров пограничного слоя атмосферы методом вихреакустического зондирования // Тр. 9-го Вс. симп. по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. Томск, 1987. Ч.2. - С.129-133.] швидкість підйому кільця змінювалася від  $v_k=10\text{м/с}$  до  $v_k=1\text{м/с}$ , радіус кільця  $R_k=(1\pm 2)\text{м}$ ,  $\lambda_s=0,2\text{м}$ . Характеристики луни-сигналу підтвердили модель відбиття акустичних хвиль від тонкого (тонше  $\lambda_s/4$ ) перехідного шару на лобовій поверхні кільця. При визначенні профілю вітру по траєкторії руху кільця пропонується використовувати трипозиційну схему локації його просторових координат за часом приходу луни-сигналу від кільця.

Прототип має наступні недоліки.

1. Наявність поблизу поверхні Землі недосліджуваного шару атмосфери довжиною  $L_n>L_m$ , де  $L_n$  - відстань від місця формування кільця до заданої нижньої границі досліджуваного шару атмосфери,  $L_m$  - довжина «мертвої» зони, обумовленої технічними характеристиками використовуваного методу локації.

2. Необхідність визначення температури  $T_n$  і вологості  $V_n$  повітря на нижній границі досліджуваного шару атмосфери.

3. Низька точність вимірювання температури і вологості по двох причинах.

- 3.1. В основі способу лежать вимірювання відносин амплітуд падаючого і відбитого

сигналів.

3.2. З ростом висоти відбувається нагромадження похибки через рекурентний характер визначення профілів температури і вологості.

Недоліки по п.1, 2 випливають з формули винаходу способу-прототипу [8], а саме з перших двох нерівностей для вибору параметрів кільця ( $\Delta T_0$  і  $\Delta V_0$ ), розшифровки літерних позначень до них і до останніх двох аналітичних виражень. Оцінимо довжину «мертвої» зони  $L_m$ . При опроміненні кільця акустичними імпульсами тривалістю  $\tau_s$  мінімальна відстань від антени до кільця, яку можна вимірити за часом зрушення передніх фронтів вихідного імпульсу і його луни-сигналу при відомій швидкості звуку  $c_s \approx 342$  м/с (у стандартній атмосфері) повинне бути  $L_m > 2\tau_s c_s$ . Імпульс може містити 50÷100 періодів частоти звуку, а тому для довжини звукової хвилі  $\lambda_s = 0,2$  м одержуємо умову  $L_m > 2 \cdot 0,2 \cdot (50 \div 100) = (20 \div 40)$  м. Але нижній рівень  $L_n$  висот, з якого можуть починатися вимірювання в способі-прототипі, ще вище. Таким чином, недолік 1 приводить до того, що виявляється неможливим робити вимірювання на висотах до декількох десятків метрів, що суперечить вимозі ІКАО. Недолік 2 приводить до необхідності застосування додаткових до способу вимірювань для знаходження температури і вологості на рівні  $L_n$ .

Низька точність амплітудних акустичних вимірювань у способі-прототипі обумовлена тим, що відбитий акустичний сигнал не є однозначною функцією тільки вологості.

Для реконструкції температури і вологості повітря на основі оцінки коефіцієнта ослаблення звуку необхідний детальний облік різних механізмів поглинання, оскільки існує кілька механізмів поглинання звуку в повітрі [13. Красненко Н.П., Одинцов С.Л. Анализ коэффициента поглощения звука в воздухе. // Томск: СО АН СССР, Томский фил. 1984. Препринт №16. - 33с.]:

1. Класичне поглинання, зв'язане з в'язкими і термічними втратами.

2. Молекулярне поглинання.

2а. Обертальна релаксація.

2б, в, г, д. Коливальна релаксація кисню, азоту, пар води і вуглекислого газу, яка вносить основний вклад у поглинання звуку в повітрі, причому величина концентрації молекул води істотно впливає на час релаксації кожного газу.

Крім того, у способі-прототипі точність вимірювань знижується з ростом висоти за рахунок нагромадження похибок, отриманих на всіх попередніх висотах, тому що результат наступних вимірів включають результати попередніх вимірювань.

В основу винаходу поставлена задача підвищення точності визначення висотних профілів температури і вологості на заданих висотах, без обмеження нижнього рівня висот поблизу злітно-посадочної смуги аеропорту.

Такий технічний результат досягається тим, що в способі зондування атмосфери, у якому створюють у досліджуваному шарі вихрове кільце, що рухається, усередині кільця задають початкову температуру й абсолютну вологість повітря, опромінують кільце акустичними й електромагнітними сигналами, приймають луни-імпульси, по яких визначають висотні профілі температури і вологості по трасі руху кільця, відповідно до винаходу, опромінують кільце акустичними сигналами у вигляді акустичних посилок з періодом проходження  $T_s$ , протягом першої половини періоду  $\tau_s$  посилка заповнена синусоїдальними коливаннями з частотами  $F_{s1}$ ,  $kF_{s1}$ , протягом другої половини періоду - синусоїдальними коливаннями з частотами  $F_{s2}$ ,  $qF_{s2}$ , де  $k$ ,  $q$  - цілі числа, одночасно опромінують кільце електромагнітними сигналами у вигляді пачок електромагнітних імпульсів,  $N$  пачок за період  $T_s$ , з періодом проходження пачки  $T_p$  і тривалістю  $\tau_p = PT_e$ , де  $P$ ,  $T_e$  - число імпульсів і період їхнього проходження в пачці, імпульси мають тривалість  $\tau_e$  і заповнені синусоїдальними коливаннями з частотою  $f_e$ , приймають електромагнітні луна-імпульси, вимірюють часове зрушення луна-імпульсів щодо вихідних електромагнітних імпульсів, виділяють частоти і зрушення фаз частот  $F_{s1}$ ,  $kF_{s1}$  чи  $F_{s2}$ ,  $qF_{s2}$  модуляції луна-імпульсів усередині інтервалу  $\tau_s$ , вважають кількість  $Q$  пачок луна-імпульсів без модуляції, потім кожні  $N/2$  пачок луна-імпульсів з модуляцією частотами  $F_{s1}$ ,  $kF_{s1}$  чи частотами  $F_{s2}$ ,  $qF_{s2}$ , з інтервалами  $\tau_s$  по тимчасовому зрушенню і швидкості світла визначають відстань до кільця, по відстані до кільця і кількості луна-імпульсів з різною модуляцією обчислюють швидкість звуку  $c_s$  у реальній атмосфері, по зрушенню фаз визначають молярну концентрацію водяної пари  $h$  і обчислюють температуру по формулі

$$T = \left( \frac{c_s}{20,053\sqrt{1+0,28h}} \right)^2.$$

Основою пропонованого способу зондування атмосфери є раніше не використаний ефект збудження вихрового кільця акустичною посилкою і відбиття кільцем електромагнітних сигналів модульованих частотами акустичної посилки.

У прототипі вихрове кільце використане тільки як відбивач акустичних чи електромагнітних хвиль, причому кожна з хвиль несе свою інформацію - про різницю температури чи вологості усередині кільця і зовнішнього повітря. Таким чином, у прототипі практично зважають дві незв'язані між собою задачі, що можуть реалізовуватися і окремо (про що є вказівка в описі до заявки [8]). Носії корисної інформації, акустичні й електромагнітні луни-імпульси, не захищені від впливу зовнішніх акустичних чи електромагнітних джерел, а тому спосіб-прототип не володіє достатньою перешкодостійкістю, наприклад, поблизу від ЗПС аеропорту.

У даній пропозиції інформацію про температуру і вологість несуть акустичні хвилі різних (відомих) частот, а електромагнітні хвилі використані як переносник, що не спотворює цю інформацію. Кільце виконує функцію сполучної ланки між носієм первинної інформації,

акустичними хвилями, і переносником цієї інформації, електромагнітними хвилями, до реєстратора. Кільце модулює з частотами акустичної посилок, а потім відбиває електромагнітні луна-імпульси. Фактично й акустична посилка, і луна-сигнали, що приходять на приймальну антену, мають мітку (модуляцію з відомими частотами), а тому така система є перешкодозахищеною у складній електромагнітній і акустичній обстановці аеропорту.

Можливість прийому й обробки подібних електромагнітних сигналів заснована на істотному перевищенні, по-перше, відбиття від вихрового кільця над відбиттям від «чистої» атмосфери, по-друге, рівня модульованого низькочастотного сигналу в приймачі над його власними шумами.

Зіставимо ефективні поперечники розсіювання (ЕПР) штучного атмосферного утворення (вихрового турбулентного кільця) і «чистої» атмосфери (природних атмосферних дрібномасштабних неоднорідностей) при використанні для спостережень метеорологічного радіолокатора з параметрами:

робоча довжина хвилі  $\lambda_e = 0,03\text{ м}$ ;  
 тривалість радіоімпульсу  $\tau_e = 0,2 \times 10^{-6}\text{ с}$ ;  
 ефективна площа приймально-передавальної антени  $S_a = 1,0\text{ м}^2$ .

На довжинах хвиль  $\lambda_e$  працюють бортові метеонавігаційні радіолокатори і наземні метеолокатори [14. Давыдов П.С., Сосновский А.А., Хаймович И.А. Авиационная радиолокация. Справочник. Москва «Транспорт» 1984. - 223с]. Тривалість  $\tau_e$  зондувального імпульсу обрана з умови забезпечення вимоги ІСАО мінімальної висоти реєстрації вітрових характеристик у зоні аеродрому при необхідній 30-метровій дискретності висотних даних [15. Никишков П.Я. Требования к метеооборудованию, предназначенному для получения метеоинформации, необходимой при обеспечении взлета и посадки воздушных судов на аэродромах ГА. /Л.: Гидрометеоиздат. – 1989.-Тр ГГО.- т.523.-25с.]. Ефективна площа  $S_a$  поверхні антени близька до реальної для метеорадіолокаторів.

ЕПР «чистої» атмосфери дорівнює [16. Радиотехнические системы. Под ред. Ю.М. Казаринова. - М.: Высшая школа, 1990. 496с.],:

$$\sigma = \sigma_1 V, \quad (2)$$

$$\text{де } \sigma_1 = 0,38 C_n^2 / \sqrt[3]{\lambda_e}$$

- перетин зворотного розсіювання одиничного обсягу повітря;

$$V = \frac{R^2 \pi^2 \lambda_e^2 c_e \tau_e}{16 S_a^2}$$

- обсяг повітря, що охоплюється діаграмою спрямованості антени на довжині посилки і з якого приймається відбиття;

$$C_n^2 = 5 \times 10^{-16} m^{-2/3}$$

- характеристика показника заломлення для електромагнітних хвиль у прикордонному шарі атмосфери [17. Казаков Л.Я., Ломакин А.Н, Неоднородности коэффициента преломления воздуха в тропосфере. - М.: Наука - 1976. -164с.];

$c_e$  - швидкість світла;  $R$  - висота кільця над поверхнею землі.

Після підстановки прийнятих значень у формулу (2) для висоти кільця  $R=200\text{ м}$  одержимо ЕПР «чистої» атмосфери

$$\sigma = 1,018 \times 10^{-13} \text{ м}^2. \quad (3)$$

В оцінці відбиваючої здатності вихрового кільця будемо ґрунтуватися на відомій емпіричній залежності показника заломлення для електромагнітних хвиль у прикордонному шарі атмосфери від її параметрів [2]:

$$N = (n-1) \cdot 10^6 = \frac{77,6}{T} \left( p + \frac{4810}{T} e \right),$$

де  $p$  - атмосферний тиск, мбар;  $T$  - температура, К;  $e$  - абсолютна вологість, мбар.

З цього вираження одержуємо співвідношення для стрибка коефіцієнта переломлення на границі відбиваюча оболонка-повітря

$$\Delta N = \frac{77,6}{T^2} \left( p + \frac{9620e}{T} \right) \Delta T + \frac{77,6 \cdot 4810}{T^2} \Delta e \quad (4)$$

Для нижньої атмосфери рівняння (4) можна спростити

$$\Delta N = 0,3 \Delta p - \Delta T + 5 \Delta e$$

Прийmemo для реального вихрового кільця  $\Delta T=2\text{ К}$ ,  $\Delta e=2\text{ мб}$ ,  $\Delta p=0$ . Одержимо

$$\Delta N = -2 + 10 = 8 \text{ (N-одиниць)}$$

Для тонкої відбиваючої оболонки коефіцієнт заломлення можна вважати стрибкоподібним.

Тоді за формулою Френеля значення коефіцієнта відбиття від оболонки вихрового кільця дорівнює

$$\rho^2 = (\Delta N)^{2/4} = 16 \times 10^{-12}$$

Звідси одержуємо ЕПР вихрового кільця

$$\sigma_{\text{до}} = \rho^2 4\pi S_a / \lambda_e^2 = 16 \times 10^{-12} \times 4\pi \times 10^4 / 9 = 2,234 \times 10^{-7}. \quad (5)$$

Порівняння результатів розрахунку (3) і (5) показує, що ЕПР вихрового кільця перевищує ЕПР «чистої» атмосфери на 6 порядків. Оскільки метеолокатор прийме відбиття від неоднорідностей атмосфери, він буде впевнено приймати відбиття електромагнітних хвиль від вихрового кільця.

Покажемо можливість спостереження модуляції радіолуни-сигналу. відбитого вихровим кільцем, на яке падає звукове випромінювання. Верхня оболонка вихрового кільця (тонкий перехідний шар у верхній частині) під впливом падаючого на нього звукового випромінювання починає коливатися. Амплітуда  $A$  коливань зв'язана зі зсувом частинок повітря під впливом звукового випромінювання і може бути оцінена по формулі [18. Суорц Кл.Э. Необыкновенная физики обыкновенных явлений. Т.2. - М.: Наука.- 1987. 383с. С.28. Clifford E. Swartz Phenomenal physics. The State University of New York at Stony Brook.].

$$A = \frac{P_{sR} \lambda_s}{B \cdot 2\pi}, \quad (6)$$

де  $P_{sR}$  - надлишковий тиск, створюваний звуковою хвилею на відстані  $R$  від акустичного випромінювача;

$B=1,4 \cdot 10^5$  Па - модуль об'ємного стиску повітря при нормальному тиску;

$\lambda_s$  - довжина звукових хвиль.

Оцінимо амплітуду коливань  $A$  при наступних умовах:

$F_{sH}=1000$  Гц,  $\lambda_{sH}=342/1000=0,342$  м;

$F_{sB}=4000$  Гц,  $\lambda_{sB}=342/4000=0,086$  м;

$R=100$  м - висота кільця;

$P_s=20$  Па - надлишковий тиск поблизу акустичного випромінювача;

$\psi=600$  - коефіцієнт концентрації енергії звуку в повітрі [19. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. - Новосибирск: Сиб. отделение изд. "Наука", 1986.166с].

Силу звуку  $I_s$ , створювану акустичним спрямованим випромінювачем на відстані  $R$ , знайдемо по формулі [20. Бабуркин В.Н., Гензель Т.С., Павлов Н.Н. Электроакустика и радиовещание. - М.: Связь. -1967. С.197].

$$I_s = \frac{\psi P_s}{4\pi R^2} 10^{-0,16R},$$

$$\text{де } \delta_H = 0,1 \frac{\text{дБ}}{10\text{м}} \quad \delta_Y = 2,557 \frac{\text{дБ}}{10\text{м}}$$

- коефіцієнти поглинання звуку в повітрі при  $F_{s1}$ ,  $F_{s2}$  [21. Harris C.M. Absorption of sound in air versus humidity and temperature // J.Acoust. Soc. Am. July 1966. Vol.40, pp.148-159].

$$I_{sH} = \frac{600 \cdot 20}{4\pi \cdot (100)^2} 10^{-0,1} = 0,076 \text{ Вт/м}^2; \quad I_{sB} = 2,65 \cdot 10^{-4} \text{ Вт/м}^2.$$

Надлишковий тиск, створений звуковою хвилею на відстані  $R$  від акустичного випромінювача, дорівнює

$$P_s = \sqrt{2I_s Z}; \quad P_{sH} = \sqrt{2 \cdot 0,076 \cdot 450} = 8,262 \text{ Па}; \quad P_{sB} = 0,488 \text{ Па}.$$

кг

Тут  $Z=450 \text{ м}^2/\text{с}$  - імпеданс повітря [18].

По формулі (6) обчислюємо амплітуду коливань верхньої оболонки вихрового кільця

$$A_H = \frac{8,262 \cdot 0,342}{1,4 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi} = 3,212 \cdot 10^{-6} \text{ м}; \quad A_B = 4,74 \cdot 10^{-8} \text{ м}.$$

Вважаємо, що  $A=\Delta\lambda_e$  - зміна довжини електромагнітної хвилі, відбитої від вихрового кільця. Звукова вібрація шару, що відбиває, приводить до фазової модуляції відбитого електромагнітного випромінювання з індексом модуляції

$$\Delta\varphi/\varphi = \Delta T/T = \Delta\lambda_e/\lambda_e = A/\lambda_e;$$

$$A_H/\lambda_e = 3,212 \cdot 10^{-6}/0,03 = 1,071 \approx 1 \cdot 10^{-4};$$

$$A_B/\lambda_e = 4,74 \cdot 10^{-8}/0,03 = 1,582 \cdot 10^{-6},$$

де  $T$  - період електромагнітної хвилі;  $\Delta T$  - амплітуда зміни періоду;  $\Delta\varphi$  - амплітуда варіацій фази відбитої електромагнітної хвилі;  $\varphi=360^\circ$ .

При малих індексах модуляції спектри модульованих по фазі й амплітуді коливань збігаються, а індекс фазової модуляції дорівнює коефіцієнту амплітудної модуляції [22. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Сов. радио. -1967. С.152].

$$\Delta\varphi/\varphi = \Delta U/U; \quad \Delta U_H/U \approx 1 \cdot 10^{-4}; \quad \Delta U_B/U \approx 1,6 \cdot 10^{-6}.$$

Звідси, задавши значенням амплітуди несучої відбитого сигналу  $U=1$  В, одержимо оцінку рівня корисного низькочастотного сигналу на виході демодулятора приймача радіолокатора

$$\Delta U_H = 1 \cdot 10^{-4} \text{ В}; \quad \Delta U_B = 1 \cdot 10^{-6} \text{ В}$$

Потужність корисного сигналу на навантаженні  $600 \text{ Ом}$  дорівнює для частот  $F_{sH}=1000$  Гц і  $F_{sB}=4000$  Гц

$$P_{сH} = 10^{-8}/600 = 1,7 \cdot 10^{-11} \text{ Вт}; \quad P_{сB} = 4,17 \cdot 10^{-15} \text{ Вт}. \quad (7)$$

Порівняємо величини корисних сигналів (7) з рівнем теплового шуму  $P_{ш}$  приймача в смузі  $100$  Гц при температурі приймача  $T=300$  К.

$$P_{ш} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 100 = 4,2 \cdot 10^{-19} \text{ Вт}. \quad (8)$$

Корисні сигнали (7) перевищують тепловий шум приймача (8) на вісім-чотири порядків і можуть бути впевнено прийняті приймачем метеолокатора.

Таким чином, прийом і обробка низькочастотних сигналів (7) не зустрічає технічних перешкод, що свідчить на користь можливості практичної реалізації запропонованого способу.

В основу визначення вологості покладені вимірювання зсуву фаз акустичних сигналів двох

різних частот, який виникає при проходженні сигналами деякої відстані. Звук взаємодіє з молекулами повітря, набіг фази звукових сигналів міняється в залежності від частоти, а тому залежить тільки від вологості атмосфери і не залежить від динамічної і температурної турбулентності. Нижче приведені отримані нами співвідношення для визначення вологості повітря по вимірюванню зсуву фаз звукових частот  $F_{s1}$  і  $mF_{s1}$ ,  $F_{s2}$  і  $nF_{s2}$ ,  $m$ ,  $n$  - цілі позитивні числа.

Згідно [23. Ультразвук. Маленькая энциклопедия. - М.: Советская энциклопедия. 1979. 400с] дисперсію швидкості звуку в повітрі характеризують величиною  $\delta c_s/c_s = (c_{s\infty} - c_0)/c_{s0}$ , де  $c_0$  і  $c_{s\infty}$  - швидкість звуку для дуже малих і дуже великих частот; величина  $\delta c_s/c_s$  не перевищує 0,032%.

Тепер залежність швидкості звуку від звукової частоти  $F$  [24. Бергман Л. Ультразвук и его применение в технике. Пер. с нем. 2-е изд. - М. 1957.] можна записати у вигляді

$$c_s(F) = c_{s0} \sqrt{1 + 64 \cdot 10^{-5} \frac{(\frac{F}{f_p})^2}{1 + (\frac{F}{f_p})^2}}, \quad (9)$$

де  $f_p$ , Гц - частота релаксації, величина якої визначається вираженням ( $h$  у %) [6, с.39]

$$f_p = \left(\frac{p}{p_0}\right) (24 + 4,41 \cdot 10^4 h \frac{0,05 + h}{0,391 + h}), p_0 = 1013 \text{ мбар} \quad (10)$$

З формул (9), (10) одержимо залежність фазового зсуву  $\Delta\varphi$  від дальності зондування  $R$  для луна-сигналів, отриманих зондуванням на звуковій частоті  $F$ , щодо опорної частоти  $F_0$ , на якій дисперсійний ефект знехтувано малий.

$$\frac{(\frac{F}{f_p})^2}{1 + (\frac{F}{f_p})^2}$$

Позначимо  $x = 64 \cdot 10^{-5}$ . Унаслідок малості величини  $x$

$$c_s = c_{s0} + \Delta c_s = c_{s0} \sqrt{1 + x} = c_{s0} (1 + x/2); \text{ відкіля } \Delta c_s/c_0 = x/2.$$

По визначенню частоти  $2\pi F = -\Delta\varphi/\Delta t$ ;

$$t = R/c_s; \Delta t/\Delta c_s = -R/c_s^2; \text{ звідси } 2\pi F = \Delta\varphi c_s^2 / (R \Delta c_s), R = \Delta\varphi c_s / (\pi F x).$$

Підставимо в останнє вираження  $\Delta\varphi = \Delta\varphi^\circ \pi / 180^\circ$ , одержуємо

$$R(\Delta\varphi, F, f_p) = \frac{\Delta\varphi^\circ [1 + (\frac{F}{f_p})^2] c_s}{180 \cdot 64 \cdot 10^{-5} F (\frac{F}{f_p})^2} \quad \Delta\varphi^\circ = \frac{RF (\frac{F}{f_p})^2}{8,681 \cdot c_s \cdot [1 + (\frac{F}{f_p})^2]}$$

Спростимо останню формулу, врахувавши в ній нерівність  $1 \gg (F/f_p)^2$ , що відбиває реально існуючі в атмосфері величини вологостей, остаточно маємо

$$\Delta\varphi^\circ = \frac{RF^3}{8,681 \cdot c_s f_p^2}.$$

Тут  $c_s$  - швидкість звуку, середня на дистанції зондування  $R$ .

При випромінюванні акустичного пакета з двома кратними частотами  $F = F_{s1}$ ,  $kF_{s1}$  різниця фаз луна-сигналів для відстані зондування  $R$  дорівнює

$$\Delta\varphi^\circ_1 = \frac{RF_{s1}^3}{8,681 \cdot c_s f_{p1}^2} (k^3 - 1), \quad \text{при } k=2 \quad (11)$$

$$f_{p1} = \sqrt{\frac{7RF_{s1}^3}{8,681 \cdot c_s \Delta\varphi_1^\circ}}.$$

Нехай для відстані зондування  $R - \Delta R$  отримані луна-сигнали з двома кратними частотами  $F = F_{s2}$ ,  $qF_{s2}$ . Різниця фаз лун-сигналів дорівнює

$$\Delta\varphi^\circ_2 = \frac{(R - \Delta R) F_{s2}^3}{8,681 \cdot c_s f_{p2}^2} (q^3 - 1), \quad f_{p2} = \sqrt{\frac{26 \cdot (R - \Delta R) F_{s2}^3}{8,681 \cdot c_s \Delta\varphi_2^\circ}}.$$

Підставимо в квадратне рівняння (10) значення  $f_p = f_{p1}$ ,  $f_{p2}$  і одержиш рішення для величин параметра вологості  $h_1$  (усередненого на відстані зондування  $R$ ) і  $h_2$  (усередненого на відстані зондування  $R - \Delta R$ ).

$$h_1 = \int_0^R h(r) dr = \int_0^{R-\Delta R} h(r) dr = \int_{R-\Delta R}^R h(r) dr, \quad (12a)$$

$$h_2 = \int_0^{R-\Delta R} h(r) dr$$

Двозначність рішення квадратного рівняння (10) усуваємо за допомогою вимірювань приземного значення вологості  $h_0$  і наступного ітеративного переходу до інших висот

зондування з урахуванням висотного профілю температури. Це виявляється можливим завдяки невеликій зміні вологості на дискетах  $\Delta R$  вимірювань висоти.

З останніх двох співвідношень одержуємо середню вологість у шарі товщиною  $\Delta R$  від  $R-\Delta R$  до  $R$ , що припишемо відстані зондування  $R-\Delta R/2$ ,

$$h = \int_{R-\Delta R}^R h(r) dr = h_1 - h_2 \quad (3)$$

Можливість визначення вологості  $h$  за запропонованим в даній заявці алгоритмом зв'язана з величиною турбулентності атмосфери: при наявності турбулентності виникають варіації фази відбитого сигналу, що повинні бути менше набігу фази, викликуваного дисперсією звуку у вологій атмосфері.

Оцінімо інтервали відстаней, на яких можна виміряти різницю фаз двох сигналів на кратних акустичних частотах за запропонованим способом. Для прикладу підставимо значення  $e=18,618$ мбар,  $p \neq 0$  (для стандартної атмосфери) у формулу (10), одержимо  $f_{p1}=68680$ Гц;  $c_s=342$ м/с.

Згідно [25, Мирский Г.Я. Радиоэлектронные измерения.- М.: Энергия, 1969, 528с. С.332-334] електронно-рахунковий фазометр, що працює за методом перетворення зсуву фаз двох синусоїдальних сигналів частотою  $F_s$  у часовий інтервал між імпульсами, має похибку дискретності  $\delta\varphi$ , що визначається величиною частоти рахунка імпульсів  $F_{сч}$ .

$$\delta\varphi^\circ = \pm \frac{360^\circ F_s}{F_{сч}}$$

Для  $F_{сч}=300$ МГц, звичайної частоти рахунка імпульсів у комп'ютерах (починаючи з PENTIUM-2), і  $F_s=4$ кГц одержуємо  $\delta\varphi^\circ = \pm 0,005^\circ$ . Такий фазометр може вимірювати з погрішністю не гірше 5% різниці фаз порядку  $\Delta\varphi^\circ = 0,1^\circ$ . Для цієї різниці фаз по першій формулі (11) одержимо дві пари частот нижче частоти 4кГц

$$(13) \\ F_{s1}=1890 \text{ Гц і } 2F_{s1}=3780 \text{ Гц, } F_{s2}=1220 \text{ Гц і } 3F_{s2}=3660 \text{ Гц,} \quad (13)$$

для яких відстань  $R \approx 29,7$ м, тобто ледве менше інтервалу 30м, що відповідає вимогам ICAO,

На Фіг.1 дана функціональна схема пристрою для реалізації способу. На Фіг.2 показаний деталізований ескіз поворотної голівки з пристроєм орієнтації, на Фіг.3 - конструкція одного опромінювана електромагнітної антени. На Фіг.4, 5 представлені тимчасові діаграми, що пояснюють запропонований спосіб.

Пристрій для реалізації запропонованого способу, згідно Фіг.1, включає формувач вихрових кілець 1, акустичну передавальну антену 2, електромагнітну передавальну антену 3, приймальну електромагнітну антену 4 і два електромагнітних екрани 5, причому пристрої 1-5 жорстко закріплені на тому самому пристрої орієнтації 6. Пристрої 1-5 складають поворотну голівку. Формувач вихрових кілець 1 приєднаний до виходу генератора керуючих сигналів 7, Передавальна ЕМ антена 3 підключена до виходу радіопередавача 8, приймальна ЕМ антена 4 приєднана до виходу радіоприймача 9. Акустична передавальна антена 2 приєднана до виходу формувача звукових посилок 10. Пристрій орієнтації 6 приєднано до виходу управителя пристрою орієнтації 11. Генератор керуючих сигналів 7 і формувач звукових посилок 10 приєднані до ЕОМ 12. Радіопередавач 8, радіоприймач 9 і управитель пристрою орієнтації 11 приєднані до ЕОМ 12. ЕОМ 12 являє собою ПЗВМ не гірше чим, PENTIUM-2 із платою введення-виведення інформації (восьмиканальним цифровим контролером).

Пристрій орієнтації 6 являє собою два механічних вузли з двигунами повороту голівки по куті місця й азимуту, що розміщені в корпусі у вигляді усіченого конуса. У верхній частині корпусу розміщена поворотна платформа на несучих фермах 13,14, що забезпечує поворот укріплених на ній пристроїв 1-5 за азимутом на  $\varphi=360^\circ$  і за кутом місця від лінії горизонту ( $\theta=0^\circ$ ) до напрямку в зеніт ( $\theta=90^\circ$ ). Управитель пристрою орієнтації 11 являє собою пристрій комутації двигунів. Пристрій орієнтації 6 і управитель 11 можуть бути виконані за схемами пристроїв з аналогічними функціями, що використовувалися для автоматизованих антенних вимірів [28. Страхов А.Ф. Автоматизированные антенные измерения. М.: Радио и связь. 1985. 137с. С.24-25.]

Радіопередавач 8 і радіоприймач 9 можуть бути виконані по схемах відповідних НВЧ блоків метеорологічного радіолокатора, наприклад, типу МРЛ-5.

Формувач звукових посилок 10 може бути виконаний за схемою акустичного передавача систем акустичного і радіоакустичного зондування [27. Патент Росії №2172002, зареєстрований у Гос. реєстрі РФ 10.08.2001].

Поворотна голівка показана на Фіг.2 у двох проекціях — вид збоку (верхня частина Фіг.2) і вид зверху (нижня частина Фіг.2). Поворотна голівка складається з формувача вихрових кілець 1, акустичної передавальної антени 2, передавальної електромагнітної антени 3, приймальної електромагнітної антени 4 і двох електромагнітних екранів 5, жорстко закріплених на пристрої орієнтації 6 за допомогою подовжньої 13 і поперечної 14 несучих ферм.

Формувач вихрових кілець 1 може бути виконаний відповідно до опису [10] у вигляді обсягу з малим отвором, через який за допомогою клапана різко викидається в атмосферу короткий повітряний струмінь. Генератор керуючих сигналів 7 виконаний у вигляді схеми формування сигналу спрацьовування клапана у формувачі вихрових кілець 1.

Акустична антена 2 виконана у вигляді акустичної фазованої антенної ґратки 15 з

мембранних електроакустичних перетворювачів магнітного типу ( $\approx 64$  шт.) і акустичного огороження 16 у вигляді відрізка циліндра висотою порядку  $\lambda_s$ , виконаного зі звукопоглинаючого матеріалу, наприклад, з мінеральної вати на текстолітовому каркасі.

ЕМ антени 3 і 4 включають тубус, що екранує, 17 у вигляді металевого циліндра висотою порядку  $2\lambda_e$ , що примикає до крайок параболічного рефлектора 18, і опромінювач 19. Конструкції опромінювачів передавальної 3 і приймальної 4 ЕМ антен є дзеркально відбитими, як видно на нижній проекції Фіг.2 поворотної голівки (вид зверху).

Діаметри випромінюючої апертури акустичної антени 2 і рефлектора 18 вибираються з умови створення приблизно однакової ширини діаграм спрямованості акустичної антени 2 на самій короткій довжині  $\lambda_s$  звукової хвилі і ЕМ антен 3 і 4, Розрахунок можна провести по [28. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антени. - М.: Энергия. -1975.528с. С.431-443, 463-478.].

Електромагнітні екрани 5 виконані у вигляді однакових металевих аркушів, наприклад, з алюмінію і заземлені через металеві частини несучих ферм 13, 14 і пристрою орієнтації. Розміри екранів вибираються з умови: простір між екранами має вигляд прямокутного паралелепіпеда, усередині якого містяться акустична антена 2 і формувач вихрових кілець 1.

Опромінювач ЕМ антени 3 чи 4, згідно Фіг.3, включає відрізок довжиною  $L_1$  прямокутного хвилеводу 20 перетином  $a \times b$  з одним короткозамкненим торцем, причому другий (відкритий) торець приєднаний до отвору в металізованому торці відрізка трикутного хвилеводу 21 довжиною  $L_2$ . Поперечний переріз відрізка хвилеводу 21 має вигляд рівнобедреного прямокутного трикутника з гіпотенузою довжиною  $A$ . Отвір має форму прямокутника розміром  $a \times b$  і примикає до двох сторін прямого кута трикутного хвилеводу 21. Закриті (металізовані) частини 22 торця трикутного хвилеводу мають вид двох прямокутних рівнобедрених трикутників. На осі широкій стінки прямокутного хвилеводу закріплений штир коаксialно-хвилевідного переходу 23. Відстань штиря від короткозамкненого торця відрізка хвилеводу 20 підбирається експериментально, близько до чверті довжини  $\Lambda_{10}$  хвилевідної хвилі  $H_{10}$ , причому

$$\Lambda_{10} = \frac{\lambda_e}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_e}{2a}\right)^2}} = 1,4085\lambda_e,$$

Довжина  $L_1$  вибирається не більш  $\Lambda_{10}$  і визначається з конструктивних розумів - зі зручності розміщення і кріплення опромінювача усередині тубуса 17 відносно рефлектора 18. Довжина  $L_2$  вибирається зі співвідношення

$$\frac{L_2}{\lambda_e} = \frac{0,25}{\sqrt{1 - \frac{\lambda_e^2}{2A^2}} - \sqrt{1 - \frac{\lambda_e^2}{A^2}}}. \quad (14)$$

Якщо опромінювач, у якому площина широкій стінки прямокутного хвилеводу збігається з площиною горизонтальної стінки трикутного хвилеводу (Фіг.3), використаний в антені 4, то в опромінювачі для антени 3 площина широкій стінки прямокутного хвилеводу збігається з площиною вертикальної стінки трикутного хвилеводу. Таким чином, конструкції опромінювачів в антенах 3 і 4 є дзеркальним відбиттям одна до іншої.

Спосіб реалізується таким чином. Розглянемо тимчасові діаграми на Фіг.4, 5. У момент часу  $t_0$  ЕОМ 12 видає сигнал на генератор керуючих сигналів 7. Останній посилає сигнал на формувач вихрових кілець 1, за допомогою якого здійснюють запуск кільця в атмосферу. Кільце пройде відстань  $\Delta R$  до моменту  $t_1$ . Для визначеності задамо швидкість руху кільця  $v_k = 5$  м/с, тоді одержуємо оцінку

$$t_1 - t_0 = \Delta R / v_k = 6 \text{ с.}$$

У момент часу  $t_s = t_1 - \Delta t$  ЕОМ 12 посилає сигнали в радіопередавач 8 і на формувач звукових посилки 10, відкля сигнал надходить на акустичну передавальну антену 2. За допомогою антени 2 починають випромінювати у вільний простір акустичні посилки з періодом проходження  $T_s = 0,2$  с: протягом першої половини періоду  $\tau_s = 0,1$  с посилка заповнена синусоїдальними коливаннями з частотами  $F_{s1} = 1890$  Гц,  $2F_{s1} = 3780$  Гц, протягом другої половини періоду - синусоїдальними коливаннями з частотами  $F_{s2} = 1220$  Гц,  $3F_{s2} = 3660$  Гц. Стабільність параметрів акустичних посилки передавача забезпечується за допомогою лінії ЕОМ 12-формуваач 10.

Інтервал  $\Delta t$  вибирають таким, щоб у момент  $t_1$  перша акустична посилка досягла відбиваючої поверхні кільця.

$$\Delta t = \Delta R / c_s \approx 0,09 \text{ с,}$$

де  $c_s \approx 340$  м/с - середня швидкість звуку на дистанції  $\Delta R$ .

У момент часу  $t_s$  за сигналом ЕОМ 12 радіопередавач 8 починає посылати в антену 3, а антена 3 випромінювати у вільний простір пачки електромагнітних імпульсів з параметрами пачки: періодом проходження  $T_p = 2$  мс, тривалістю  $\tau_p = P T_e = 1$  мс, де  $P = 20$  - число ЕМ імпульсів у пачці. Усередині кожної пачки параметри імпульсів дорівнюють: період проходження  $T_e = 50$  мкс, тривалість  $\tau_e = 2$  мкс. ЕМ імпульси заповнені синусоїдальними коливаннями з частотою  $f_e = 9320$  МГц. Параметри імпульсів передавача можуть бути задані з ЕОМ 12.

На Фіг.5 показані пачки ЕМ імпульсів і їхніх лун-сигналів (по одній пачці до і після моменту  $t_1$  початку взаємодії кільця з акустичною посилкою).

Починаючи з моменту  $t_s$  по сигналу ЕОМ 12 забезпечується готовність до роботи лінії антена 4-радіоприймач 9-ЕВМ 12. В ЕОМ 12 з радіоприймача 9 надходить інформація про



момент початку луна-імпульсу, його тривалості й амплітуді.

За час  $\Delta t$  відбиті кільцем ЕМ луна-імпульси не мають модуляції. На Фіг.4 пачки немодульованих ЕМ імпульсів і їхня луна показані без зафарбування. Програмний лічильник в ЕОМ 12 дозволяє визначити число ( $Q=45$ ) пачок таких ЕМ імпульсів.

Після моменту  $t_1$  пачки ЕМ імпульсів нумеруються індексами  $m$ ,  $n$ :  $m$  - номер періоду звукових посилок ( $T_s$ ),  $n$  - номер пачки усередині періоду  $T_s$ . ЕМ імпульси пачки з номерами  $m=1$   $n=1$  досягають відбиваючої поверхні кільця, збудженої акустичною посилкою з частотами  $F_{s1}$ ,  $2F_{s1}$ , і промодульовані по амплітуді повертаються в антену. За час, рівний тривалості пачки, кільце проходить відстань  $V_{кр} = 5 \cdot 10^{-3}$  м. Час запізнювання луна-сигналів від першого й останнього імпульсів цієї пачки дорівнює

$$\Delta t_{11} = 2\Delta R/c_e = 0,2 \text{ мкс}, \quad \Delta t_{1p} = 2(\Delta R + v_{крp})/c_e = 0,2000033 \text{ мкс},$$

де  $c_e = 3 \cdot 10^8$  м/с - швидкість поширення електромагнітних хвиль в атмосфері.

З огляду на те, що реально різницю в частки наносекунди (менш  $10^{-10}$  с) вивірити звичайно важко, приймемо, що час запізнювання всіх луна-сигналів в одній і тій же пачці однаковий і дорівнює часу запізнювання першого імпульсу цієї пачки. Для імпульсів пачки з номерами  $m=1$   $n=1$  приймається час запізнювання  $\Delta t_{11}$ . Якщо робити вимірювання часу запізнювання для кожного імпульсу, що можна здійснити за допомогою ЕОМ 12, то можна одержати зменшення

похибки вимірів у  $\sqrt{P}$  разів [29. Кузнецов В.А., Ялунина Г.В. Метрология (теоретические, прикладные и законодательные основы). - М.: ИПК Изд-во стандартов. 1998. 336с. С.146.].

На Фіг.4 пачки ЕМ імпульсів, випромнені під час взаємодії кільця зі звуком частот  $F_{s1}$ ,  $2F_{s1}$ , і модульовані ЕМ луна-сигнали мають інтенсивне сіре зафарбування.

Відрізок часу  $\Delta t$  визначається в ЕОМ 12 шляхом рахунка числа  $Q$  пачок ЕМ імпульсів по формулі  $\Delta t = QT_p$ . Похибка складе половину проміжку між пачками ЕМ імпульсів, тобто  $\delta \Delta t = T_p/4$ . Відстань, пройдена звуком за час  $\Delta t$ , визначимо, вимірювши  $\delta \Delta t_{11} = 2\Delta R/c_e$ , відкіля одержуємо  $\Delta R = c_e \Delta t_{11}/2$ . Вимір проміжків часу порядку  $\Delta t_{11} = 0,2$  мкс із похибкою близько 0,16% представляється здійсненим при сучасному рівні розвитку техніки; швидкість рахунка імпульсів  $f_{свм} = 700$  МГц можлива для ПЗВМ PENTIUM-2, додаткове зменшення похибки в -

$\sqrt{P} = \sqrt{20} = 4,472$  разів, тобто похибка вимірювання  $\Delta t_{11}$  складає

$$\delta \Delta t_{11} = 1/(\Delta t_{11} f_{свм} \sqrt{P}) = 0,1597\%. \quad (15)$$

Для відстані  $\Delta R = 30$  м знаходимо середню швидкість звуку у повітрі

$$c_s = \Delta R / \Delta t = c_e \Delta t_{11} / (2QT_p)$$

$$\text{с похибкою} \quad \frac{\delta c_s}{c_s} = \sqrt{0,0016^2 + \left(\frac{1}{4Q}\right)^2} = 5,781 \cdot 10^{-3}.$$

Використовуючи формулу Лапласа можна показати, що без обліку вологості відносна похибка вимірювання температури на тій же відстані повинна бути в два рази більше. Тобто температура  $T = 293$  К може бути визначена на відстані  $\Delta R = 30$  м з похибкою  $\delta T \approx 3,387$  К.

За час половини періоду акустичної посилки  $\tau_s = 0,1$  с кільце проходить відстань  $\Delta r = v_{крs} = 0,5$  м і випромінюється  $n = N/2 = 50$  пачок електромагнітних імпульсів, модульованих частотами  $F_{s1}$ ,  $2F_{s1}$ . Підрахувавши число  $(Q + N/2)$  ЕМ імпульсів, знайдемо відрізок часу  $\Delta t + \tau_s = (Q + N/2)T_p$ , при цьому похибка складе половину проміжку між пачками, тобто  $\delta(\Delta t + \tau_s) = T_p/4$ . Відстань, пройдена звуком за час  $\Delta t + \tau_s$ , визначимо, вивірювши час запізнювання ЕМ луна від імпульсів  $N/2$  пачок, рівна  $\Delta t_{1N/2} = 2(\Delta R + \Delta r)/c_e$  (оцінюється величиною 0,2033 мкс), відкіля одержуємо  $R = \Delta R + \Delta r = c_e \Delta t_{1N/2}/2$ .

Для відстані  $R = 30,5$  м знаходимо середню швидкість звуку у повітрі

$$c_s = (\Delta R + \Delta r) / (\Delta t + \tau_s) = c_e \Delta t_{1N/2} / [2(Q + N/2)T_p]$$

$$\text{с похибкою} \quad \frac{\delta c_s}{c_s} = \sqrt{0,0016^2 + \left[\frac{1}{4(Q + N/2)}\right]^2} = 3,078 \cdot 10^{-3}.$$

Звідси температура  $T = 293$  К визначається на відстані  $\Delta R = 30,5$  м з похибкою  $\delta T \approx 1,804$  К.

Після моменту  $t_1 + \tau_s$  передній фронт ЕМ імпульсів пачки з номерами  $m=1$ ,  $n=N/2+1$  досягає відбиваючої поверхні кільця, збудженою акустичною посилкою з частотами  $F_{s2}$ ,  $2F_{s2}$ , модульовані ними луна-імпульси повертаються в антену. На фіг.4 вихідні пачки ЕМ імпульсів і ЕМ луна, модульовані частотами  $F_{s2}$ ,  $2F_{s2}$ , мають слабе сіре зафарбування.

Остання пачка імпульсів, модульованих частотами  $F_{s2}$ ,  $2F_{s2}$ , має номери  $m=1$ ,  $n=N$ , а їхня луна повертається в антену через інтервал часу  $\Delta t_{1N} = 2(\Delta R + 2\Delta r)/c_e$ . Після появи  $N$ -ої пачки ЕМ імпульсів настає момент  $t_2$ , коли частоти модуляції стають рівними  $F_{s1}$ ,  $2F_{s1}$ . У момент  $t_2$  кільце знаходиться на відстані  $R = \Delta R + 2\Delta r = 31$  м.

За аналогією з попередніми відстанями  $R$  для відстані  $R = 31$  м знаходимо середню швидкість звуку в повітрі

$$c_s = (\Delta R + 2\Delta r) / (\Delta t + 2\tau_s) = c_e \Delta t_{1N} / [2(Q + N)T_p]$$

с похибкою

$$\frac{\delta c_s}{c_s} = \sqrt{0,0016^2 + \left[\frac{1}{4(Q + N)}\right]^2} = 2,35 \cdot 10^{-3}.$$

Температура  $T = 300$  К визначається на відстані  $R = 31$  м з похибкою  $\delta T \approx 1,377$  К.

Повторюючи зазначені виміри в моменти  $t_m, t_{m+0,5}$ , коли змінюється частота модуляції ЕМ-луни, одержимо наступну залежність похибки вимірювання температури  $T$  від відстані  $R = \Delta R + 2m\Delta r$

$$\frac{\delta T}{T} = 2 \sqrt{0,0016^2 + \left[ \frac{1}{4(Q+mN)} \right]^2}, \quad (16)$$

де  $m=0, 1, \dots, M$ ,  $m$  - число періодів акустичних посилок, при яких апаратура може прийняти й обробити модульовані ЕМ луна-сигнали,  $R(M)$  - повна відстань зондування.

У таблиці приведені розраховані по формулі (16) значення похибки  $\delta T$  вимірювання температури 293К на різних відстанях  $R$ , пройдених вихровим кільцем.

Таблиця

R, м	32	33	33,5	34	34,5
$\delta T, K$	1,111	1,028	1,007	0,992	0,982

З таблиці видно, що з ростом відстані, пройденої кільцем, похибка вимірювання температури падає і стає менше 1К, починаючи з висоти  $R=34$ м. При великих  $R$  збільшується величина  $m$  і похибка (16) асимптотично прагне до величини [див.(15)]

$$\frac{\delta T}{T} = 2 / (\Delta t_1 f_{ЭВМ} \sqrt{P}) = 2 \sqrt{0,0016^2} = 0,0032, \quad (17)$$

що при вимірюванні температури  $T=293$ К складає  $\delta T_{\min}=0,938$ К.

Очевидно, що похибка (17) визначається можливостями сучасної обчислювальної техніки - швидкістю комп'ютера 1звм і може бути зменшена за допомогою більш швидкісного рахунка.

Середня швидкість звуку в повітрі для відстані  $(\Delta R + 2m\Delta r)$  визначається по формулі

$$c_s = (\Delta R + 2m\Delta r) / (\Delta t + 2m\Delta t_s) = c_e \Delta t m / [2(Q+m)T_p] \quad (18)$$

Звідси, знаючи вологість з формули (12а), одержуємо температуру у шарі за формулою (1).

У пристрої для реалізації запропонованого способу апаратура поза ЕОМ 12 виконує тільки аналогові операції, спеціалізована вбудована в ЕОМ плата введення-виведення інформації оцифровує аналогові сигнали, а потім цифрові коди обробляються в ПЗВМ за допомогою спеціалізованого математичного забезпечення (можливо також використання відомих пакетів прикладних програм), У ПЗВМ виробляються всі розрахунки, зв'язані з визначенням температури і вологості за формулами, які приведені вище.

З розгляду тимчасових діаграм на Фіг.4 і 5 видно, що модульовані луна-сигнали від перших зондувальних електромагнітних імпульсів повертаються в антену раніш, ніж устигає випромінитися весь імпульс.

Для поділу вихідного імпульсу і луни-сигналу необхідна розв'язка передавальної і приймальної антен. Одним з видів розв'язки є застосування передавальної і приймальної антен з ортогональними поляризаціями. Використовуємо властивість хвиль кругової поляризації: якщо випромінюється хвиля кругової поляризації, наприклад, правогвинтового напрямку обертання вектора  $\vec{E}$ , то відбитий назад сигнал має лівогвинтовий напрямок обертання вектора  $\vec{E}$ , і навпаки. Таким чином, для одержання кросполяризованого сигналу необхідно, щоб вихідний сигнал перетерпів непарне число відображень. Антена, що випромінює сигнал кругової поляризації з визначеним напрямком обертання вектора  $\vec{E}$ , може прийняти сигнал тільки з тією же поляризацією.

Ми пропонуємо використовувати незалежні, без антенного комутатора, радіопередавач 8 і радіоприймач 9 із двома окремими антенами 3 і 4, розв'язаними по поляризації.

Передавальна антена 3 працює таким чином. Сигнал з виходу радіопередавача 8 надходить через коаксіальний кабель, коаксіально-хвилевідний перехід і штир 23 у відрізок прямокутного хвилеводу 20, де збуджується хвиля  $H_{10}$ , що переносить електромагнітну енергію до отвору в торці трикутного хвилеводу 21. У хвилеводі 21 збуджуються дві просторово ортогональні синфазні хвилі  $H_{10}$  і  $H_{11}$ .

Хвилі  $H_{10}$  і  $H_{11}$  мають різні швидкості поширення вздовж трикутного хвилеводу 21. На довжині хвилеводу  $L_2$  кожна хвиля здобуває свій зсув фази. Якщо довжина  $L_2$  обрана за формулою (14), то, згідно [30. Горобец Н.Н., Ляховский А.Ф. Кругополяризованые облучатели зеркальных антен на двухмодовых волноводах сложной формы // Тез. 14 всесоюзной радиоастрономической конференции. Ереван. 1982. С.288-287] на відкритому кінці трикутного хвилеводу 21 виникає кругополяризована хвиля. Експериментально знайдені наступні співвідношення довжини хвилі  $\lambda_e$  і геометричних розмірів антени

$$\lambda_e : A : L_2 = 4,54 : 5,52 : 5.$$

При цьому коефіцієнт еліптичності  $KE=0,95$  і зберігається на рівні вище 0,7 у 6%-ої смузі частот. Максимальний коефіцієнт еліптичності виходить при зменшенні розрахункового розміру  $\frac{L}{\lambda}$

на 3,6 %.

Випромінена хвиля поширюється в напрямку рефлектора 18, відбивається від нього, змінюючи напрямок обертання вектора  $\vec{E}$ . Рефлектор 18 формує діаграму спрямованості з заданою шириною в напрямку вихрового кільця. Тубус забезпечує приглушення заднього і

бічного випромінювання рефлектора [31. Dybdal E.B. and King Y.E. Характеристики рефлекторных антенн с радиопоглощающими тубусами // Int. Symp. Dig.: Antennas and Propag. - 1979. -V.2. -P.714-717.]. Для визначеності приймемо, що передавальна антена випромінює хвилю правої гвинтової поляризації.

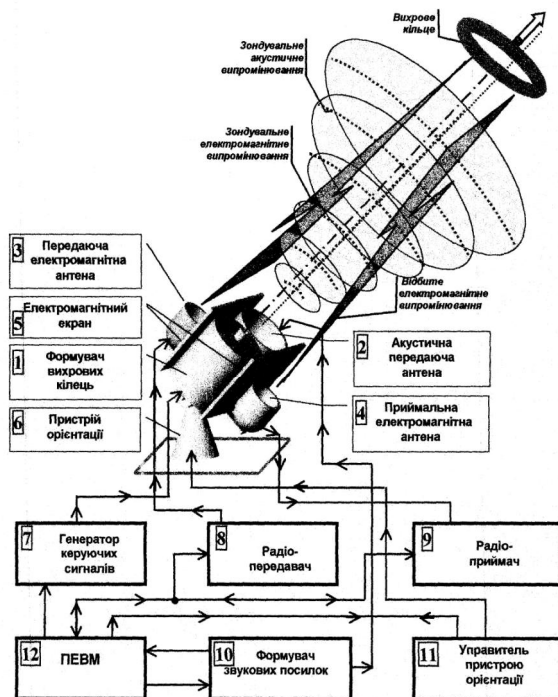
Хвиля падає на кільце і відбивається в напрямку назад з поляризацією лівогвинтового напрямку обертання вектора  $\vec{E}$ . Цей сигнал, що прийшов на поверхню рефлектора антени 4, відбивається з поворотом напрямку обертання вектора поляризації і падає на відкритий кінець трикутного хвилеводу опромінювача антени 4. Від моменту виходу з опромінювача антени 3 до моменту падіння на опромінювач антени 4 хвиля поміняла напрямок обертання вектора поляризації 3 рази (непарне число), тобто вона має кросполяризацію. Оскільки опромінювач антени 4 виконаний дзеркально в порівнянні з опромінювачем антени 3, кросполяризована хвиля, що прийшла, збуджує в трикутному хвилеводі опромінювача антени 4 хвилі  $H_{10}$  і  $H_{11}$  із круговою поляризацією, ортогональної вихідній. Пройшовши довжину  $L_2$  хвилеводу 21, хвилі складаються у фазі на прямокутному отворі в торці і збуджують хвилю  $H_{10}$  у хвилеводі 20, до якого підключений вхід прийомного пристрою.

Якщо луна-сигнал падає на антену 3, то хвиля, відбита рефлектором на відкритий кінець хвилеводу 21, збуджує хвилі  $H_{10}$  і  $H_{11}$ , що на прямокутному отворі в торці хвилеводу 20 складаються в протифазі, в результаті чого в хвилевід 20 сигнал не проходить.

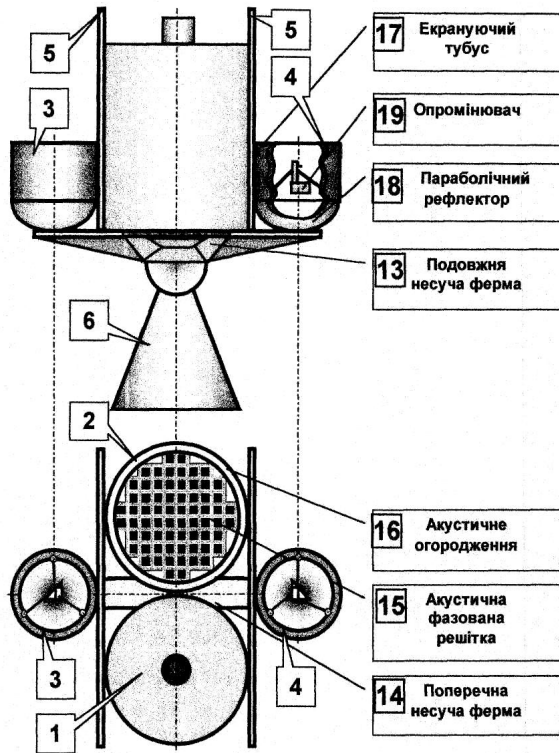
Для того, щоб підсилити ефект розв'язки між передавальною і приймальною антенами 3 і 4 використане рознесення антен і установка між ними двох електромагнітних екранів 5. Для забезпечення роботи пристрою в цілому необхідна розв'язка прийому від передачі на рівні не гірше 80-100дБ за потужністю. Така розв'язка може бути отримана в запропонованій конструкції за рахунок поляризаційної розв'язки (35-40дБ), приглушення бічного і далекого випромінювання за допомогою тубусів (25-30дБ), просторового рознесення антен 3 і 4 (15-20дБ), установки двох електромагнітних екранів 5 ( $\approx 20$ дБ).

Після початку спостереження за рухом кільця по сигналу оператора можна зробити поворот голівки (Фіг.2) у напрямку руху кільця за вітром. Для цього з ЕОМ 12 подається сигнал на управитель пристрою орієнтації 10, що формує сигнал на двигуни пристрою орієнтації. В результаті голівка з пристроями 1-5 повертається в потрібному напрямку за азимутом і кутом місця.

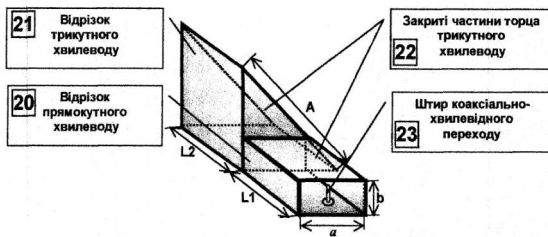
Таким чином, у запропонованому способі усуваються недоліки способу-прототипу, забезпечується вимірювання параметрів атмосфери з точністю, близької до заданої вимогами ICAO. Запропонований спосіб забезпечує роботу поблизу злітно-посадочної смуги, не створюючи перешкод повітряному руху, і сам є досить перешкодозахищеним в умовах аеродрому.



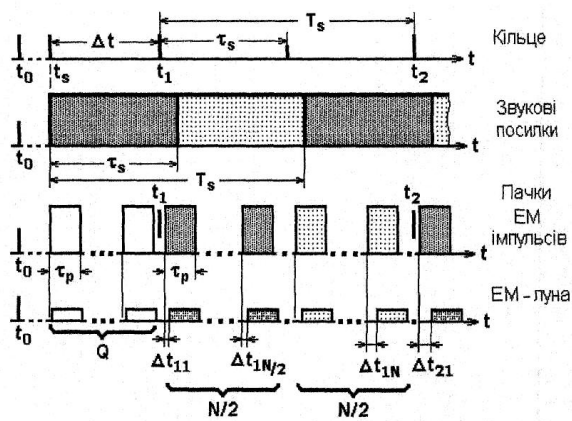
Фіг. 1



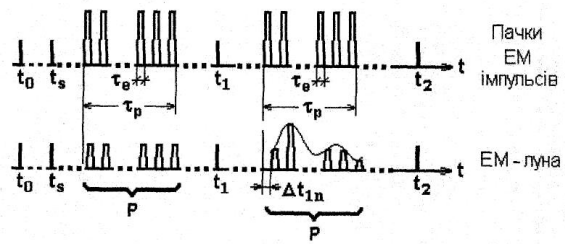
Фиг. 2



Фиг. 3



Фиг. 4



Фіз. 5