

УДК 621.396

В. П. ОНУФРИЕВ, канд. техн. наук

**ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ МЕТЕОРНЫХ РЛС.
СООБЩЕНИЕ 2. НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ СИНТЕЗА**

Рассмотрим некоторые аспекты синтеза метеорной РЛС (МРЛС) по критерию эффективность — стоимость, исходя из следующих положений [1]. Мерой целесообразности системы, связанной с ее назначением, является функция эффективности с заданными коэффициентами и ограничениями. Эффективность системы зависит от ее параметров и внешних условий. Здесь важен резуль-

тирующий показатель качества K_3 , являющийся известной функцией всех элементарных показателей качества системы, за исключением ее стоимости C , которая учитывается отдельно: $K_3 = f_3(K_1, \dots, K_{m-1})$ (1); $C = K_m$ (2). Функция эффективности монотонна.

Синтез системы произведен по критерию минимума стоимости при заданной функции эффективности. В этой постановке необходимо [1; 2] найти систему $S \in M_d$, обеспечивающую $C = \min$ при $K_3 = f_3(K_1, \dots, K_{m-1}) \geq K_{3, \min}$ и $C < C_{\text{доп}}$, $K_1 \leq K_{1, \text{доп}}, \dots, K_{m-1} \leq K_{m-1, \text{доп}}$. Здесь M_d — множество допустимых систем, индексом «доп» обозначены предельно допустимые значения показателей качества. Согласно работе [1] ограничения на показатели качества наложены ввиду субъективности функции эффективности (1).

Принимаем такие показатели качества: дисперсию оценки радиальной составляющей скорости дрейфа метеорных следов V_p (требование к точности измерения дальности менее жесткие) и стоимость. К числу варьируемых параметров отнесем длину волны λ , вид зондирующего сигнала, импульсную мощность передатчика, пороговую чувствительность приемника.

Таким образом, задача синтеза МРЛС по критерию «эффективность — стоимость» распадается на две: оптимизация по статистическому критерию максимума функции правдоподобия — выбор зондирующего сигнала для обеспечения минимума дисперсии оценки радиальных составляющих скоростей дрейфов метеорных следов $\sigma_{V_p}^2$, оптимизация по критерию минимума стоимости при заданной функции качества ($\sigma_{V_p}^2$) — выбор энергетических параметров.

Решая первую задачу, используем результаты рассмотрения модели сигнала в точке приема, откуда следует, что имеет место сложный случайный процесс, отображающий рассеяние радиоволн на ионизированных метеорных следах [3].

В общем случае ожидаемый полезный сигнал $x(t)$ является пространственно-временным: $x(t) = A(t; r; \lambda_c; \lambda_{nc})$, где r — пространственные координаты; λ_c, λ_{nc} — непрерывные случайные величины, включающие существенные (измеряемые) и несущественные параметры сигнала. С целью упрощения проводимого исследования (без потери общности) считаем, что антенны функционально включены в линию связи, а изменение параметров внешней среды за время наблюдения $t \in (0; t_n)$ несущественны. Принятые допущения справедливы, так как первое является общепринятым в радиолокации, а второе базируется на применении метода «замороженной» неоднородности. В этом случае колебания на выходе передающей и на входе приемной системы РЛС — временные процессы, поэтому можно воспользоваться методикой оптимизации оценки непрерывных параметров сигнала [4].

В соответствии с постановкой задачи оптимизации, принятое колебание $y(t)$ на фиксированном интервале наблюдения $(0; t_n)$ представим как аддитивную смесь ожидаемого сигнала $x(t) = A(t; \lambda_c, \lambda_{nc})$ и помехи $\xi(t)$: $y(t) = x(t) + \xi(t), t \in (0; t_n)$ (3). Предположим, что помехой является белый шум со спектральной плотностью N_0 . Тогда потенциальная дисперсия оценки измеряемого неэнергетического параметра определится выражением [4] $\sigma_{\lambda_c}^2 = [-q^2 |\psi(\lambda_c)|_{\lambda_c=0}^*]^{-1}$ при $q^2 \gg 1$; (4); $q^2 = 2\mathcal{E}/N_0$ (5), где \mathcal{E} — энергия сигнала; $|\psi(\lambda_c)|_{\lambda_c=0}^*$ — значение второй производной от модуля нормированной автокорреляционной функции сигнала по измеряемому параметру при нулевом аргументе. Задача оптимизации по критерию $\sigma_{\lambda_c}^2 = \min$ сводится к такому выбору переносчика информации (зондирующего сигнала и длины волны λ), при котором получаем наибольшую кривизну нормированной автокорреляционной функции полезного сигнала по оцениваемому параметру в ее максимуме. Способ кодирования, с помощью которого полезная информация накладывается на переносчик, является заданным и выбору не подлежит: информация о дальности кодируется во временном запаздывании сигнала τ_3 , а о скорости — в частотном сдвиге спектра сигнала f_n .

Анализ приемлемости того или иного вида модуляции зондирующего сигнала производят в совокупности по разрешающей способности и по точности измерения. Напомним, что в нашем случае происходит одновременное измерение наклонной дальности (время запаздывания τ_3) и радиальной составляющей скорости дрейфа метеорного следа (частотного смещения сигнала f_n).

При таком измерении указанных параметров дисперсии потенциальных оценок равны [4]:

$$\sigma_{\tau_3}^2 = \left[\Delta W^2 \frac{2\mathcal{E}}{N_0} \left(1 - \frac{\gamma^2}{\Delta W^2 \Delta T^2} \right) \right]^{-1}; \quad (6)$$

$$\sigma_{f_n}^2 = \left[\Delta T^2 \frac{2\mathcal{E}}{N_0} \left(1 - \frac{\gamma^2}{\Delta W^2 \Delta T^2} \right) \right]^{-1}, \quad (7)$$

где

$$\Delta T^2 = \frac{4\pi^2}{T_{эф}} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |S(t)|^2 dt; \quad (8)$$

$$\Delta W^2 = \frac{1}{T_{эф}} \int_{-\infty}^{\infty} |S'(t)|^2 dt; \quad (9)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{T_{эф}} \int_{-\infty}^{\infty} t \varphi'(t) |S(t)|^2 dt;$$

$$T_{\text{эф}} = \int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt; \quad (10)$$

$$S(t) = A(t) \exp[j\varphi(t)]; \quad \Delta W^2 \Delta T^2 - \gamma \geq \pi^2;$$

Здесь ΔT^2 , ΔW^2 — дисперсии временной протяженности и энергетического спектра сигнала; γ — эффективная фазовая постоянная, характеризующая фазовую структуру сигнала; $T_{\text{эф}}$ — эффективная длительность сигнала; $A(t)$, $\varphi(t)$ — закон амплитудной и фазовой модуляции.

Так как при синтезе МРЛС по критерию эффективности — стоимость функция качества есть $\sigma_{\text{вр}}^2 = \lambda^2 \sigma_{f_d}^2 / 4$, то последующий анализ направлен на минимизацию $\sigma_{f_d}^2$. Из выражения (7) следует, что при фиксированном отношении сигнал—шум для минимизации $\sigma_{f_d}^2$ необходимо увеличивать ΔT^2 и ΔW^2 и уменьшать γ (в предельном случае до нуля). Одновременное увеличение ΔT^2 , ΔW^2 порождает противоречие, которое можно разрешить, если перейти к сложным зондирующим сигналам. Наиболее приемлемые — фазоманипулированные и периодические сигналы, для которых $\gamma = 0$ [4].

Анализ технических реализаций формирования и обработки сложных сигналов показывает, что в данном случае целесообразно учитывать смягчение требований к точности измерения дальности, применяя пачки когерентных радиоимпульсов без внутримпульсной модуляции. Согласно функции неопределенности такого сигнала, качественные показатели системы определяются значениями дисперсий временной протяженности огибающей $\Delta T_{\text{ор}}^2$ и энергетического спектра одиночного импульса ΔW_0^2 :

$$\Delta T_{\text{ор}}^2 = 4\pi^2 \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 |A_{\text{ор}}(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |A_{\text{ор}}(t)|^2 dt}; \quad (11)$$

$$\Delta W_0^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |A'(t, \tau_n)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |A(t, \tau_n)|^2 dt}, \quad (12)$$

где $A_{\text{ор}}$ — огибающая пачки радиоимпульсов; $A(t, \tau_n)$ — функция модуляции одиночного радиоимпульса длительностью τ_n . Выражения (11), (12) записаны на основании соотношений (8) — (10).

Определив вид зондирующего сигнала, перейдем к выбору его параметров: длительности импульсов τ_n , периода их повторения T_n и длины волны λ . Длительность импульса выбираем из условий обеспечения среднеквадратической погрешности измерения наклонной дальности σ_d не больше допустимой с заданным q^2 при

технической возможности получения требуемой энергии одиночно-го импульса. Задавшись суммарной среднеквадратической погрешностью измерения дальности $\sigma_{дл} = 0,5-1$ км, $g_{мин}^0 = 10$ и, имея в виду связь суммарной σ_{Σ} и потенциальной $\sigma_{пот}$ погрешностей, через коэффициент ухудшения точности $\eta = \sigma_{\Sigma}/\sigma_{пот}$, положив $\eta = 1,2$, при прямоугольной огибающей радиоимпульса из (6) и (12) получим $\tau_{и} = 40-80$ мкс.

Выбирая $T_{п}$, в общем случае необходимо обеспечивать: а) однозначность измерения $f_{д}$ и $\tau_{з}$; б) достоверность воспроизведения сообщений при дискретизации. Выполнение условия а) связано с «вытеснением» побочных максимумов функции неопределенности за пределы диапазона измеряемых параметров, условия б) — с применением теоремы отсчетов. Последнее обусловлено тем, что представление информации в когерентно-импульсных РЛС эквивалентно дискретизации непрерывных значений измеряемых параметров ($A_{пр}(t)$, $f_{д}$) с интервалом выборки $T_{п}$.

Анализ спектров функций $A_{пр}(t)$, $f_{д}(t)$, выражения которых (5), (9) приведены в работе [3], показывает, что исчерпывающим является выбор $T_{п}$, если решается задача выделения максимумов функции $A_{пр}(t)$ с заданной точностью $\delta_{\tau_{ф}} = T_{п}/\tau_{ф}$. Здесь $\tau_{ф}$ — время формирования первой полузоны Френеля, $\tau_{ф} = \sqrt{2D\lambda/2V_{м}}$; D — наклонная дальность; $V_{м}$ — скорость метеора. Тогда, учитывая требование однозначного измерения D , критерий выбора $T_{п}$ формулируется так:

$$\frac{2D_{\max}}{c} \leq T_{п} \leq \delta_{\tau_{ф}} \sqrt{2D\lambda/2V_{м}}, \quad (13)$$

где c — скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве.

В выражение (13) входит варьируемый параметр λ . Осуществим его выбор, основываясь на результатах теоретического анализа [3]. Будем исходить из того, что выбор λ определяет уровень галактических шумов и атмосферных помех на входе радиоприемного устройства, мощность отраженного сигнала $P_{пр}$, а следовательно, численность регистрируемых метеоров $N_{м}$ и погрешности измерения (отношение сигнал — шум), степень равномерности чувствительности аппаратуры к регистрируемым $V_{р}$, габаритные размеры антенн.

Проведенный анализ показывает, что выбор λ необходимо осуществлять по компромиссным соображениям. Зависимости относительного коэффициента шума $\theta_{ш}/\theta_{ш}^0$ (кривая 1), относительного числа радиометеорных отражений $N_{м}/N_{м}^0$ (2), относительного коэффициента

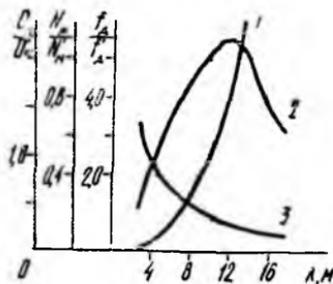


Рис. 1

доплеровского сдвига частоты f_d/f_c при $V_d = \text{const}$ (3) от λ представлены на рис. 1. Нормирование произведено для $\lambda = 10$ м, коэффициент увеличения мощности шума $\theta_{ш} \approx 1,8 \cdot 10^{24} f_0^{-3}$ (f_0 — несущая частота). Целесообразным следует считать выбор $\lambda = 7-10$ м.

Конкретизируем выбор T_n , полагая $D_{\text{макс}} \approx 400$ км, $D_{\text{ср}} \approx 200$ км, $V_{\text{мср}} = 40$ м/с, $\lambda_{\text{ср}} = 8,5$ м, $\delta_{\tau_{\phi}} = 0,15$. Тогда $T_n = 2,67 \dots 3,46$ мс, т. е. целесообразным является $T_n \approx 3$ мс.

Перейдем к оптимизации параметров МРЛС по критерию минимума стоимости C при заданной функции качества $\sigma_{V_p}^2$.

Воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа, с помощью которого находится условный экстремум (минимум) функции многих переменных [1; 2]. При использовании этого метода вводится вспомогательная функция (функция Лагранжа) [2] $\Phi_{\text{Л}} = K + \Lambda(F_0 - F)$ (14), где K — минимизируемый показатель качества; Λ — множитель Лагранжа, F — функция качества.

Пусть варьируемыми параметрами являются выходная мощность передатчика $P_{\text{пер}}$ и чувствительная приемника $P_{\text{пр мин}}$. По условию $K = C$. Здесь $C = C_{\text{пер}} + C_{\text{пр}}$ (15), где $C_{\text{пер}}$ — стоимость передатчика; $C_{\text{пр}}$ — стоимость приемника. Суммарную стоимость антенно-фидерного тракта и устройства цифровой обработки относим в разряд ограничений C_0 .

Тогда математически задача оптимизации сводится к следующему: обеспечить $K = C = F(P_{\text{пер}}, P_{\text{пр мин}}) = \text{min}$ (16), при наличии ограничений

$$F = f(P_{\text{пер}}, P_{\text{пр мин}}) = F_0; C > C_0; P_{\text{пер}} \geq P_{\text{пер}_0} > 0; P_{\text{пр мин}} \geq P_{\text{пр}_0} > 0.$$

Для ее решения предварительно получим целевую функцию $F(P_{\text{пер}}, P_{\text{пр мин}})$ и функцию качества $f(P_{\text{пер}}, P_{\text{пр мин}})$.

Нахождение целевой функции сводится к определению зависимостей $C_{\text{пер}} = F_1(P_{\text{пер}})$, $C_{\text{пр}} = F_2(P_{\text{пр мин}})$. Подбор их аппроксимаций осуществлен путем расчета нескольких вариантов передающих и приемных устройств МРЛС, а также экспертными оценками их

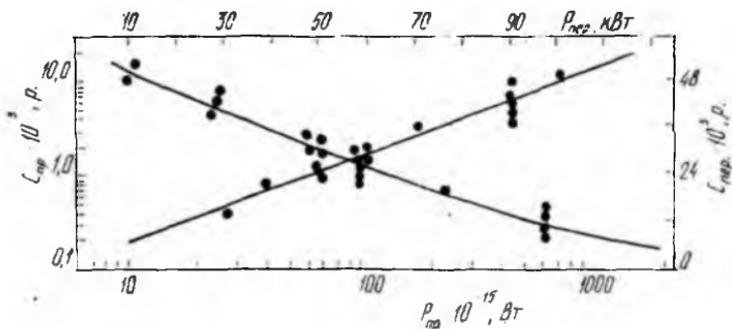


Рис. 2

стоимости. Полученные данные представлены на рис. 2. Они удовлетворительно аппроксимируются зависимостями

$$C_{\text{пер}} = a_1 + b_1 P_{\text{пер}}; \quad C_{\text{пр}} = a_2 + b_2 P_{\text{пр, мин}}^{-1}, \quad (17)$$

где

$$a_1 = 2,5 \cdot 10^3 \text{ р.}; \quad b_1 = 0,45 \text{ р./Вт};$$

$$a_2 = 10^2 \text{ р.}; \quad b_2 = 1,2 \cdot 10^{-10} \text{ р./Вт}.$$

С учетом изложенного имеем

$$K = C_{\text{пер}} + C_{\text{пр}} = a_1 + b_1 P_{\text{пер}} + a_2 + b_2 P_{\text{пр, мин}}^{-1}. \quad (18)$$

Выражение для функции качества $\sigma_{V_p}^2 = f(P_{\text{пер}}, P_{\text{пр, мин}})$ получим на основании соотношения (7) при $\gamma = 0$, выразив предварительно отношение сигнал-шум q^2 через энергетические параметры МРЛС применительно к модели нашего сигнала [3]. Здесь $\Theta = P_{\text{пр}} \tau_{\text{и}}; N_0 = k T_{\text{ш,эф}}$, где k — постоянная Больцмана; $T_{\text{ш,эф}}$ — эффективная шумовая температура приемной системы, $T_{\text{ш,эф}} = T_{\text{ш,вх}} \cdot \text{Ш}$; $T_{\text{ш,вх}}$ — абсолютная эквивалентная шумовая температура на входе приемника, $T_{\text{ш,вх}} = \theta_{\text{ш}} T_0$; $T_0 = 290 \text{ К}$; Ш — коэффициент шума приемника. Зная, что мощность шума на выходе согласованного фильтра приемника с полосой пропускания $\Pi_{\text{опт}}$ равна $P_{\text{ш}} = k T_{\text{ш,эф}} \Pi_{\text{опт}}$, вводим параметр $V_{\text{пор}}^2 = P_{\text{пр, мин}} / P_{\text{ш}}$, определяющий заданное минимальное (пороговое) отношение сигнал-шум. Считая потери в передающей линии основными, потери на поглощение в атмосфере в метровом диапазоне волн — пренебрежимо малыми и полагая $D = D_{\text{макс}}$, получаем выражение для минимального отношения сигнал-шум на входе приемного устройства:

$$q_{\text{мин}}^2 = \frac{P_{\text{пер}}}{P_{\text{пр, мин}}} \frac{\Pi_{\text{опт}} \tau_{\text{и}} G^2 \lambda^2 S_p V_{\text{пор}}^2}{32 \pi^3 D_{\text{макс}}^4 L_{\text{пер}} h_{\text{п}}}, \quad (19)$$

где G — коэффициент усиления антенн (полагаем, что приемная и передающая антенны идентичны и расстояние между ними менее 10λ); S_p — эффективная площадь рассеяния ионизированного метеорного следа (см. выражение (2) в [3]); $L_{\text{пер}}$ — отношение выходной мощности передатчика к мощности, поступающей в антенну; $h_{\text{п}}$ — поправочный коэффициент, учитывающий отклонение реальной полосы пропускания от $\Pi_{\text{опт}}$.

Выразив $\sigma_{V_p}^2$ через $\sigma_{j_d}^2$ и подставив (19) в (7), найдем

$$\sigma_{V_p}^2 = B^2 P_{\text{пр, мин}} / P_{\text{пер}}; \quad (20)$$

$$B^2 = \frac{8 \pi^3 D_{\text{макс}}^4 L_{\text{пер}} h_{\text{п}}}{\Delta T^2 G^2 V_{\text{пор}}^2 \Pi_{\text{опт}} \tau_{\text{и}} S_p}. \quad (21)$$

Если функция качества $F = \sigma_V^2$ равна заданному значению F_0 , то функция стоимости $C = \min$ при условии [2]

$$\frac{\partial \Phi_{\lambda}}{\partial P_{\text{пер}}} = \frac{\partial \Phi_{\lambda}}{\partial P_{\text{пр}}} = 0.$$

Тогда из (14) имеем систему уравнений

$$\frac{\partial \Phi_{\lambda}}{\partial P_{\text{пер}}} = \frac{\partial C}{\partial P_{\text{пер}}} + \Lambda \frac{\partial (F_0 - F)}{\partial P_{\text{пер}}} = 0;$$

$$\frac{\partial \Phi_{\lambda}}{\partial P_{\text{пр}}} = \frac{\partial C}{\partial P_{\text{пр}}} + \Lambda \frac{\partial (F_0 - F)}{\partial P_{\text{пр}}} = 0.$$

Отсюда

$$\Lambda = \frac{\partial C / \partial P_{\text{пер}}}{\partial F / \partial P_{\text{пер}}} = \frac{\partial C / \partial P_{\text{пр}}}{\partial F / \partial P_{\text{пр}}}.$$

Используя соотношения для Λ , получаем систему уравнений оптимизации, решение которых позволяют найти оптимальные значения $P_{\text{пер}}$, $P_{\text{пр мин}}$ при условии $C = \min$:

$$F_0 - F = 0; \quad \frac{\partial C / \partial P_{\text{пер}}}{\partial F / \partial P_{\text{пер}}} - \frac{\partial C / \partial P_{\text{пр мин}}}{\partial F / \partial P_{\text{пр мин}}} = 0. \quad (22)$$

С учетом (18), (20) система (22) принимает вид

$$F_0 - F = 0; \quad b_1 P_{\text{пер}} - b_2 / P_{\text{пр мин}} = 0,$$

откуда определяем оптимальные значения:

$$P_{\text{пр опт}} = (b_2 F / b_1 B^2)^{0.5}; \quad P_{\text{пер опт}} = (B^2 / F) P_{\text{пр опт}}. \quad (23)$$

Подставляя значения $P_{\text{пр опт}}$, $P_{\text{пер опт}}$ в (18), имеем минимальное значение суммарной стоимости приемопередающей подсистемы МРЛС.

На рис. 3 приведены области параметров $P_{\text{пр мин}}$, $P_{\text{пер}}$ при заданных σ_V^2 и коэффициентах экономического проигрыша $\eta_c = C / C_{\text{мин}}$ для следующих условий: метеорные следы ненасыщенного типа [3]; $\lambda = 10$ м; $D_{\text{макс}} = 400$ км; $L_{\text{пер}} = 1$; $T_{\text{отр}} = 0,1$ с из (7) в работе [3] при $D = 6,4$ м²/с; $G = 20$; $V_{\text{пор}} = 10$; $P_{\tau_i} = 1$; $\Delta T^2 = 2\pi^2 T_{\text{отр}}^2$ — получено подстановкой (5) из работы [3] в (11); $\alpha = 10^{13}$ эл/м; $r_0 = 1$ м; $t = T_{\text{отр}}$. Приняв за критерий квазиоптимальности $\eta_c \leq 1,1$, найдем интервалы допустимых значений $P_{\text{пр мин}}$, $P_{\text{пер}}$ при заданных σ_V^2 .

Нижние пределы соответствуют оптуму ($\eta_c = 1$).

На основании результатов проведенного синтеза сформулируем требования к параметрам автоматической МРЛС (АМРЛС) для синоптической сети радиометеорных станций с учетом допустимой среднеквадратической инструментальной погрешности измерения V_p , требуемой пропускной способности, условий дислокации, надежности.

$\sigma_{V_p}^2, \text{ м}^2 \cdot \text{с}^{-2}$	5	10	30	60	100
$P_{\text{пр.мин}} \cdot 10^{-14}, \text{ Вт}$	0,9...1,2	1,1...1,9	2,0...3,2	2,8...4,2	3,4...5,5
$P_{\text{пер}} \cdot 10^3, \text{ Вт}$	30...44	22...33	13...20	8...14	6...10

Известно [6], что основными источниками дисперсии оценки V_p являются: наличие переходного процесса формирования и последующего разрушения метеорного следа; конечная ширина диаграммы направленности антенн; инструментальная погрешность. Первые две составляющие дают основной вклад в дисперсию — около $890 \text{ м}^2/\text{с}^2$. Положив $\eta \leq 1,1$, оценим допустимую инструментальную погрешность измерения $V_p = \sigma_{V_p} \leq 6 \text{ м/с}$.

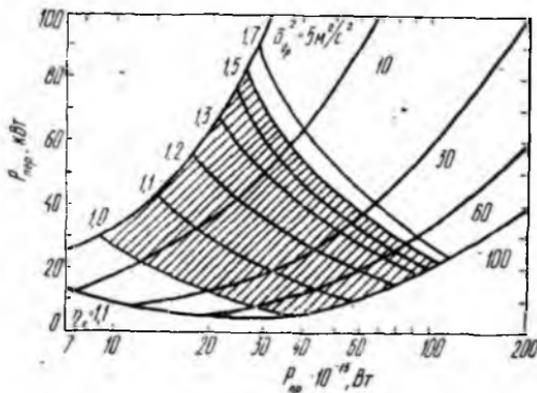


Рис. 3

Из (21), (23) устанавливаем интервалы квазиоптимальных (по критерию стоимости $\eta_c \leq 1,1$) значений энергетических параметров МРЛС: $P_{\text{пер}} = 15...45 \text{ кВт}$; $P_{\text{пр.мин}} = (1...3) \cdot 10^{-14} \text{ Вт}$.

Пропускную способность АМРЛС определим как число обработанных отражений в единицу времени. При этом будем исходить из интенсивности потока радиоотражений, имеющего пуассоновское распределение. Из работы [5] следует, что в часы максимальной метеорной активности (утренние) математическое ожидание величины временного интервала между метеорными радиоотражениями составляет $5...8 \text{ с}$ (для $\lambda = 10 \text{ м}$, $P_{\text{пер}}/P_{\text{пр.мин}} = 2 \cdot 10^{18}$).

При организации сети АМРЛС как радиолокационной системы высшего порядка [3], учитывая необходимость сбора информации в едином центре и руководствуясь экономическими соображениями, целесообразно разделить процессы первичной, вторичной и третичной обработки не только во времени, но и в пространстве. В этом случае результаты первичной обработки, осуществляемой в реальном масштабе времени, должны претерпевать вторичную обработку, запоминаться в промежуточном устройстве долговре-

менной памяти и по команде передаваться со всех наблюдательных пунктов в центр сбора и обработки синоптической информации (ЦСОСИ).

На основании изложенного и с учетом опыта построения действующих МРЛС [3], сформулируем требования к тактико-техническим данным АМРЛС для периферийных наблюдательных пунктов синоптической сети радиометрических станций: режим излучения — когерентно-импульсный; несущая частота — 30...40 МГц; длительность и период повторения зондирующих импульсов соответственно 40...80 мкс и около 3 мс; мощность излучения (пиковая) — 15...45 кВт; чувствительность приемного устройства — $(1...3) \cdot 10^{-14}$ Вт; коэффициент усиления антенн — 15...20; максимальная дальность действия — 400...450 км; среднеквадратическая погрешность автоматического измерения V_p — менее 6 м/с; пропускная способность — обработка не менее одного радиоотражения за 5 с; режим измерений — непрерывный, коэффициент готовности аппаратуры — не менее 0,97; наличие накопителя информации для последующего транслирования ее через стандартные метеорологические интервалы (6 часов) потребителю в ЦСОСИ; простота в изготовлении и эксплуатации.

Приведенные параметры АМРЛС хорошо согласуются с результатами многолетнего опыта разработки и эксплуатации МРЛС ведущими научными коллективами страны и с рекомендациями Объединенного комитета Международного астрономического союза и Международной ассоциации геомагнетизма и аэрономии по построению подобной аппаратуры. Рассмотренная методика синтеза может быть положена в основу проектирования АМРЛС для синоптических измерений ветрового режима верхней атмосферы на сети периферийных наблюдательных пунктов.

Список литературы: 1. Гуткин Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М., 1975. 368 с. 2. Шереметьев А. Г., Толпарев Р. Г. Лазерная связь. М., 1974. 384 с. 3. Онуфриев В. П. Вопросы построения автоматических метеорных РЛС. Сообщ. 1. Постановка задачи//Радиотехника. 1986. Вып. 78. С. 68—74. 4. Слока В. К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. М., 1970. 256 с. 5. Фялко Е. Й. Метеорна радиоелектрон. К., 1969. 64 с. 6. Baggaly W. L., Wilkinson P. I. The treatment of observational radio-meteor wind data//Planet. Spase Sci. 1974. Vol. 22. P. 777—787.

Поступила в редколлегию 16.01.87