

ведливы для указанного разбиения интервала наблюдения на четыре отрезка, на каждом из которых линия тренда определяется независимо. Если рассматривать весь интервал наблюдения, то поведение линии тренда зависит от интервала усреднения.

Поставим задачу на интервале, ограниченном точками A , B , получить прогноз о смене тенденции, или о развороте тренда. Сигнал о развороте необходимо получить до того, как этот разворот начался.

Метод лучей и дуг Фибоначчи. Как уже говорилось, числовые последовательности Фибоначчи удивительным образом находят свое отражение во многих сторонах устройства физического мира и общественных отношений. Это обстоятельство, обнаруженное еще математиками древности, легло в основу эмпирического метода прогнозирования разворотов трендов [3], который очень удобен при применении пакета технического анализа Metastock. Для построения прогноза используются две отсчетные точки на графике данных, соответствующие максимальному и минимальному значениям на рассматриваемом отрезке. Технология построения такова:

а) из конечной точки B отрезка AB проводятся окружности, отсекающие на линии AB участки 38,2 %, 50 % и 61,8 % его длины;

б) из точки A проводятся лучи, отсекающие на вертикальной линии, проведенной из точки B , отрезки в тех же долях процентов (см. выше). Эти отрезки вычисляются на участке от точки B до пересечения упомянутой вертикальной линии с горизонтальной, проведенной через точку A .

Область пересечения лучей и дуг Фибоначчи определяет временной сигнал о развороте тренда. На рисунке эта область

отмечена кружком. Поиск сигнала о втором развороте тренда проводится аналогично, только в качестве исходного используется отрезок CD .

В обоих случаях можно отметить эффективность и своевременность прогноза.

Метод осциллятора уровня основан на том, что строятся графики скользящих средних процесса и вычисляется разность между ними, выражаемая в процентах. В рассматриваемом случае вычислялась разность между мгновенным значением процесса и скользящим средним за 10 измерений. Как видно из рисунка, прогноз, осуществляемый по аномальному выбросу осциллятора, так же, как и в случае индикатора Фибоначчи, состоятелен для двух рассмотренных случаев разворота тренда.

Применение методов технического анализа для прогноза смены тенденций (разворота трендов) физических процессов с неясными причинно-следственными связями может быть эффективным инструментом при решении задач управления нечеткими системами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные помехи и надежность КВ связи. – М.: Связь, 1977. – 136 с.
2. Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ диапазоне. – М.: Связь, 1978. – 264 с.
3. Мэрфи Джон Дж. Технический анализ фьючерсных рынков. Теория и практика. – М.: Сокол, 1996. – 592 с.

Получено 17.02.2001

УДК 621.396.1:621.371.3

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ РАБОЧЕЙ И НАИМЕНЬШЕЙ ПРИМЕНИМОЙ ЧАСТОТ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОЛИНИИ С УЧЕТОМ ГЛУБИНЫ БЫСТРЫХ ЗАМИРАНИЙ

В.П. Пашинцев, С.А. Тивикян, А.И. Иванников, М.Э. Солчатов

Известно [1–4], что в соответствии с закономерностями поглощения и отражения декаметрового (ДКМ) волны в ионосфере рабочая частота (РЧ) f_0 в ДКМ радиолнии выбирается в диапазоне между наименьшей (НПЧ) и максимальной (МПЧ) применимыми частотами: $f_n \leq f_0 \leq f_m$. Оптимальная РЧ (ОРЧ) традиционно определяется по условию устойчивого (90 % времени) отражения волны как $f_{ОРЧ} = (0,85–0,95)f_m$. Однако методы определения НПЧ и ОРЧ не учитывают закономерности уменьшения рассеяния отраженной волны на неоднородностях ионосферы и глубины быстрых замираний принимаемого сигнала по мере уменьшения РЧ относительно МПЧ [1, 2]. Поэтому была поставлена задача [2] определения ОРЧ по критерию максимального превышения напряженности поля сигнала над напряженностью поля помех (E_c/E_n) в точке приема, при которой обеспечивается наилучшая надежность ДКМ радиосвязи.

Цель статьи – решение данной задачи и уточнение метода определения НПЧ на основе учета зависимости глубины быстрых замираний в ДКМ радиолнии от выбора рабочей частоты.

Анализ недостатков существующего метода определения НПЧ. Известно [2–4], что для осуществления радиосвязи с достоверностью (вероятностью ошибки $P_{ош}$) и надежностью $D_{св}$ не хуже допустимых значений ($P_{ош} \leq P_{ош, доп}$, $D_{св} \geq D_{св, доп}$) во всех диапазонах волн должно быть обеспечено превышение мощности сигнала над мощностью помех P_c/P_n на входе приемника (ПРМ), или напряженности поля сигнала над полем помех в точке приема не ниже необходимых значений:

$$P_c/P_n = (E_c/E_n)^2 \geq K_n^2; E_c/E_n \geq K_n, \quad (1)$$

где K_n^2 и K_n – минимально необходимые коэффициенты превышения (защиты) по мощности и напряжению.

Под превышениями P_c/P_n и E_c/E_n в (1) понимаются их средние (медианные) значения \bar{P}_c/\bar{P}_n и \bar{E}_c/\bar{E}_n , определяемые с учетом ослабления волны в свободном пространстве и поглощающих слоях ионосферы без учета замираний [2–4]. Влияние же быстрых (БЗ) и медленных (МЗ) замираний учитывают, вводя в правые части (1) повышенные коэффициенты защиты. Тогда условия (1) для ДКМ диапазона будут иметь вид:

$$\bar{P}_c/\bar{P}_n \geq K_n^2 K_{бз}^2 K_{мз}^2; \bar{E}_c/\bar{E}_n \geq K_n K_{бз} K_{мз}, \quad (2)$$

где K_n^2 и K_n – коэффициенты защиты, определяемые видом работы и $P_{ош, доп}$ в отсутствие замираний сигналов и помех; $K_{бз}^2$ и $K_{бз}$ – коэффициенты защиты от БЗ сигналов, зависящие от $P_{ош, доп}$; $K_{мз}^2$ и $K_{мз}$ – коэффициенты защиты, учитывающие медленные изменения отношения сигнал/помеха (С/П) и зависящие от $D_{св, доп}$.

Условие (2) с учетом известных [2, 3] выражений для \bar{E}_c и \bar{E}_n имеет вид:

$$\begin{aligned} \bar{E}_c &= \sqrt{30 P_1 G_1 \eta_1 D_2 \bar{W}_T / r_1} = \\ &= E_c^{(1)} \sqrt{P_1 G_1 \eta_1 D_2} \geq K_n K_{бз} K_{мз} E_n^{(1)} \sqrt{B}, \end{aligned} \quad (3)$$

где P_1 – мощность передаваемого сигнала; G_1 и η_1 – коэффициент усиления и КПД фидера передающей антенны; D_2 – коэффициент направленного действия антенны ПРМ; W_T – среднее (медианное) значение множителя ослабления волны на реальной трассе, обусловленное ее поглощением в ионосфере; $r_n \approx \sqrt{r^2 + 4h_d^2}$ – длина траектории ДКМ волны по лучу, определяемая дальностью связи r и действующей высотой h_d отражения волны; $E_c^{(1)} = \sqrt{30W_T/r_n}$ – единичная напряженность поля сигнала в точке приема (при $P_1 G_1 = 1$ кВт), зависящая от РЧ (f_0) и критической частоты слоя E ионосферы ($f_{крE}$); $E_n^{(1)} = E_n / \sqrt{B}$ – удельная напряженность поля помех в точке приема; B – полоса пропускания ПРМ.

Известный [2, 3] метод определения НПЧ базируется на анализе условия (3), представляемого в виде неравенства

$$E_c^{(1)}(f_0) \geq T E_n^{(1)}(f_0), \text{ или } E_c^{(1)}(f_0) \geq [T E_n^{(1)}(f_0)] = T + E_c^{(1)}(f_0), \quad (4)$$

где

$$T = K_n K_{бз} K_{мз} \sqrt{B/P_1 G_1 \eta_1 D_2} \quad (5)$$

– технический фактор, не зависящий от выбора f_0 , дБ.

Величина T обычно рассчитывается с учетом $\eta_1 = 1$ и потерь (0,25) от магнитоионного расщепления волны и ее поляризационного рассогласования с антенной ПРМ согласно выражению

$$T = K_n K_{бз} K_{мз} \sqrt{B/0,25 P_1 G_1 D_2}. \quad (6)$$

Использование известных графиков частотных зависимостей $E_c^{(1)}(f_0)$ и $E_n^{(1)}(f_0)$ позволяет после расчета $T = \text{const}$ определить НПЧ (f_n) по точке пересечения (рис. 1) кривых $E_c^{(1)}(f_0)$ и $[T E_n^{(1)}(f_0)]$, т. е. как частоту $f_0 = f_n$, на которой неравенство (4) преобразуется в равенство $E_c^{(1)}(f_0) = T E_n^{(1)}(f_0)$, соответствующее согласно (1)–(3) $E_c/E_n = K_n$.

Зависимости $E_n^{(1)}(f_0)$ и $E_c^{(1)}(f_0)$ на рис. 1 приведены для ночных условий при $f_{крE} = 1$ МГц и дальности связи $r = 2000$ км [2, 3]. Величина $T \approx 30$ дБ рассчитана для типовых коэффициентов $K_n \approx 10$ дБ, $K_{бз} \approx 15$ дБ (соответствующих $P_{\text{ш, доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ для некогерентного приема сигналов частотной телеграфии), $K_{мз} \approx 11$ дБ ($D_{\text{св, доп}} = 0,8$) и параметров аппаратуры $P_1 = 1$ кВт, $G_1 = 3$, $D_2 = 2$ и $B = 0,3$ кГц.

Поскольку неравенство (4) можно представить в виде

$$E_c^{(1)}(f_0)/E_n^{(1)}(f_0) \geq T, \text{ или } [E_c^{(1)}(f_0)/E_n^{(1)}(f_0)] - T \geq 0, \quad (7)$$

точно такое же значение f_n можно определить из графиков рис. 2 по точке пересечения $[E_c^{(1)}(f_0)/E_n^{(1)}(f_0)]$ и прямой T .

Однако рис. 2 более наглядно отражает физический смысл, чем рис. 1, поскольку показывает следующее: 1) на НПЧ ($f_0 = f_n$) обеспечивается минимально необходимое превышение $E_c^{(1)}/E_n^{(1)} = T$ ($[E_c^{(1)}/E_n^{(1)}] - T = 0$); 2) для снижения НПЧ нужно уменьшать T , увеличивая параметры P_1, G_1, D_2 или снижая требования к качеству связи ($P_{\text{ш, доп}}, D_{\text{св, доп}}$), что позволяет уменьшить коэффициенты $K_n, K_{бз}, K_{мз}$.

Кроме того, рис. 2 показывает, что на частотах выше НПЧ ($f_0 > f_n$) превышение $E_c^{(1)}/E_n^{(1)}$ монотонно возрастает относительно минимально необходимого значения T по мере увеличения f_0 . Следовательно, относительное превышение $[E_c^{(1)}/E_n^{(1)}] - T > 0$ достигает максимального значения на РЧ, равной МПЧ ($f_0 = f_m$), которая определяется известными [1–4] методами.

Таким образом, существующий метод определения НПЧ на базе анализа неравенств (4) или (7), не учитывающих рассеяния отраженной ДКМ волны, указывает на возможность достижения максимального относительного превышения $[E_c^{(1)}/E_n^{(1)}] - T = \max$ (обеспечивающего согласно (1)–(4) максимальное превышение E_c/E_n относительно K_n) только на МПЧ ($f_0 = f_m$) и поэтому не позволяет решить поставленную задачу определения ОРЧ в диапазоне $f_n < f_0 < f_m$ по критерию максимального превышения E_c/E_n .

Метод определения ОРЧ и уточненной НПЧ. Покажем, что в ДКМ радиолинии с одним дискретным лучом и его

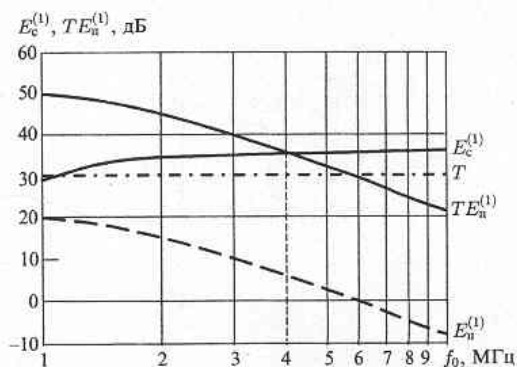


Рис. 1

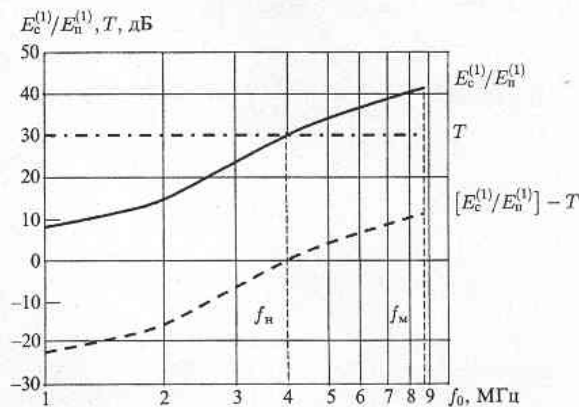


Рис. 2

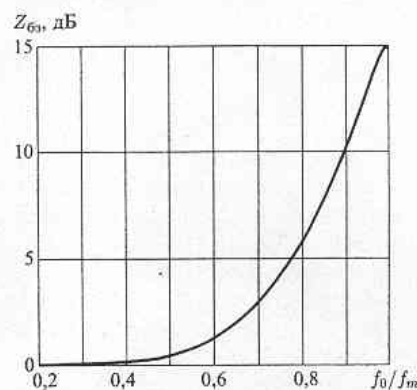


Рис. 3

диффузным рассеянием существует ОРЧ, на которой обеспечивается максимальное превышение E_c/E_n в точке приема и наибольшая надежность радиосвязи.

Известно [4, 5], что для удобства расчета надежности радиосвязи входящие в (1) случайные значения превышения С/П выражают в децибелах

$$Z = 10 \lg(P_c/P_n) = 20 \lg(E_c/E_n) = y - x.$$

Тогда надежность радиосвязи для ДКМ радиолинии с замираниями определяется как вероятность P выполнения условия

$$D_{\text{св}} = P(P_{\text{ш}} \leq P_{\text{ш, доп}}) = P(Z \geq Z_{\text{доп}}) = F[(\bar{Z} - \bar{Z}_{\text{доп}})/\sigma_Z] = F(\xi), \quad (8)$$

где $Z_{\text{доп}}$ – допустимое превышение С/П на входе ПРМ, определяемое по функциональной зависимости $P_{\text{ш}} = \psi(Z = \bar{Z})$ при $P_{\text{ш}} = P_{\text{ш, доп}}$ в условиях БЗ; $\bar{Z} = \bar{y} - \bar{x}$ – среднее (медианное) превышение С/П; $\sigma_Z = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}$ – среднеквадратическое отклонение превышения С/П в условиях МЗ; $F(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$ – функция Лапласа; $\xi = (\bar{Z} - Z_{\text{доп}})/\sigma_Z$.

В соответствии с (8) надежность ДКМ радиосвязи $D_{\text{св}} = F(\xi)$ будет монотонно возрастать по мере увеличения параметра ξ . Тогда для обеспечения $D_{\text{св}} \geq D_{\text{св, доп}} = F(\xi_{\text{доп}})$

Инв. №
Ставропольское
высшее военное
инженерное
училище связи

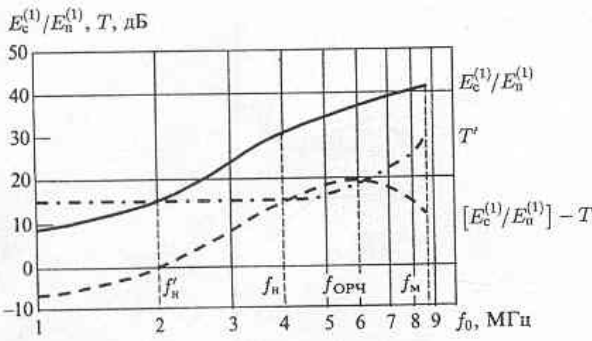


Рис. 4

необходимо выполнить условие $\xi \geq \xi_{\text{доп}} = (\bar{Z}_{\text{доп}} - Z_{\text{доп}})/\sigma_Z$, которое можно записать в виде [4]:

$$\bar{Z} \geq \bar{Z}_{\text{доп}} = Z_{\text{доп}} + \xi_{\text{доп}} \sigma_Z = Z_n + Z_{\text{бз}} + Z_{\text{мз}}. \quad (9)$$

Последнее соответствует ранее записанному условию (2), поскольку

$$\bar{Z} = 10 \lg(\bar{P}_c / \bar{P}_n) = 20 \lg(\bar{E}_c / \bar{E}_n); \quad Z_n = 10 \lg K_n^2 = 20 \lg K_n;$$

$$Z_{\text{бз}} = 10 \lg K_{\text{бз}}^2 = 20 \lg K_{\text{бз}}; \quad Z_{\text{мз}} = 10 \lg K_{\text{мз}}^2 = 20 \lg K_{\text{мз}}. \quad (10)$$

Значение коэффициента защиты от МЗ рассчитывается согласно (9) как $Z_{\text{мз}} = \xi_{\text{доп}} \sigma_Z$. При $D_{\text{св.доп}} = 0,8$ (обеспечиваемой при $\xi_{\text{доп}} = 0,8$) и $\sigma_Z = 14$ дБ значение $Z_{\text{мз}} \approx 11$ дБ (соответствует приведенному на рис. 1, 2 примеру расчета T).

Значение коэффициента защиты от БЗ традиционно рассчитывается для случая некогерентного приема сигналов ЧТ [5]

$$Z_{\text{бз}} = Z_{\text{доп}} - Z_n = 10 \lg[(1 - 2P_{\text{ош.доп}})/P_{\text{ош.доп}}] - 10 \lg(-2 \ln 2P_{\text{ош.доп}}), \quad (11)$$

где Z_n и $Z_{\text{доп}}$ – минимально необходимое и допустимое превышение C/Π на входе некогерентного ПРМ, обеспечивающее $P_{\text{ош.доп}}$ в отсутствие БЗ и при их наличии в предположении рэлеевского характера их распределения в ДКМ радиолнии [2–4]. В соответствии с (11) при обычно принимаемой для ДКМ радиолнии величине $P_{\text{ош.доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ [4] значения $Z_n \approx 10$ дБ, $Z_{\text{доп}} \approx 25$ дБ и $Z_{\text{бз}} \approx 15$ дБ (соответствует приведенному примеру расчета T).

В отличие от $Z_{\text{мз}}$ величина $Z_{\text{бз}}$ в ДКМ радиолнии зависит от выбора f_0 . На это указывают экспериментальные данные [1], согласно которым в ДКМ радиолнии с одним дискретным лучом (подверженным диффузному рассеянию) рэлеевское распределение БЗ наблюдается при выборе $f_0/f_m > 0,9$, а при выборе $f_0/f_m < 0,9$ глубина БЗ принимаемого сигнала уменьшается и их распределение описывается райсовским (обобщенно-рэлеевским) законом.

При райсовском распределении БЗ получить аналитическое выражение для $Z_{\text{бз}}$ не представляется возможным. Однако известно [5, 6], что обычно наблюдаемые в однолучевой ДКМ радиолнии райсовские или рэлеевские распределения БЗ удовлетворительно аппроксимируются m -распределением Накагами в интервале $1 \leq m < \infty$. В этом случае коэффициент защиты от БЗ определяется аналитическим выражением [5]

$$Z_{\text{бз}} = Z_{\text{доп}} - Z_n =$$

$$= 10 \lg \{2m[(2P_{\text{ош.доп}})^{-\frac{1}{m}} - 1]\} - 10 \lg(-2 \ln 2P_{\text{ош.доп}}). \quad (12)$$

Поскольку при рэлеевских и райсовских замираниях параметр m имеет значения $m = 1$ и $1 < m < \infty$, а при их отсутствии $m \rightarrow \infty$, то по мере уменьшения отношения f_0/f_m величина m должна возрастать (т. е. глубина замираний уменьшаться), а $Z_{\text{бз}}$ (12) – снижаться.

Аналитическая зависимость параметра m от выбора f_0 может быть установлена на основе известной [6] его зависимости от параметра $\gamma^2 = \alpha_p^2 / 2\sigma_\phi^2$ распределения Райса и взаимосвязи [7] мощности регулярной (α_p^2) и флуктуационной ($2\sigma_\phi^2$)

составляющих замираний с дисперсией флуктуаций фазового фронта σ_ϕ^2 волны на выходе неоднородной ионосферы

$$m = 1 + \gamma^4 / (1 + 2\gamma^2) = [1 - \exp(-2\sigma_\phi^2)]^{-1}, \quad (13)$$

где

$$\sigma_\phi^2 \approx 2 \left(\frac{\pi}{c}\right)^2 r_0 L_3 \left(\frac{\beta f_b}{K_s \sec \varphi_0}\right)^2 = 2 \left(\frac{\pi}{c}\right)^2 r_0 L_3 \left(\frac{\beta f_0}{K_s^2 \sec^2 \varphi_0}\right)^2. \quad (14)$$

Здесь c – скорость света в вакууме, м/с; r_0 – наибольший размер ионосферных неоднородностей, м; L_3 – эквивалентный однородный путь ДКМ волны в слое F, м; $\beta = 10^{-3} - 10^{-2}$ – интенсивность ионосферных неоднородностей; $f_b = [80, 8\bar{N}(h_{\text{от}})]^{\frac{1}{2}}$ – частота вертикально направленной волны, Гц, отражающейся на высоте $h = h_{\text{от}}$ со средней электронной концентрацией $\bar{N}(h_{\text{от}})$; φ_0 – угол падения волны на нижнюю границу ($h = h_0$) отражающего слоя ионосферы; K_s – поправочный коэффициент на сферичность Земли и ионосферы; f_0 , Гц.

Для оценки зависимости σ_ϕ^2 (14) от выбора f_0 относительно f_m следует учесть [8, 9], что для практических расчетов поправкой на сферичность ионосферы можно пренебречь ($K_s = 1$) и записать f_0 в виде функции не истинной ($h_{\text{от}}$), а действующей (h_d) высоты отражения:

$$f_0(h_d) = f_b(h_d) \sec \varphi_0, \quad (15)$$

где φ_0 – угол падения волны на плоскую ионосферу с учетом сферичности Земли ($R_3 \approx 6370$ км). Последний определяется на основании теорем эквивалентности [1–3, 8, 9]

$$\sec \varphi_0 = (1 + \tan^2 \varphi_0)^{\frac{1}{2}} \approx \{1 + r^2/4[h_d(f_b) + r^2/8R_3]^2\}^{\frac{1}{2}}. \quad (16)$$

Здесь $h_d(f_b)$ определяется по ионограмме, а при параболической модели распределения $\bar{N}(h)$ в отражающем слое – по формуле [8, 9]

$$h_d(f_b) = h_0 + \frac{z_m f_b}{2f_{\text{кр}}} \ln \frac{1 + f_b/f_{\text{кр}}}{1 - f_b/f_{\text{кр}}}, \quad (17)$$

где $z_m = h_m - h_0$ – высота максимума ионизации (h_m) относительно нижней границы (h_0) слоя; $f_{\text{кр}} = [80, 8\bar{N}(h_m)]^{\frac{1}{2}}$ – критическая частота ионосферы.

Следует отметить, что входящая в (14) величина L_3 также зависит от f_b и f_0 [7]. Она может быть выражена в наиболее удобном для расчетов виде

$$L_3 = [h_d(f_b) - h_0] \{ \sec^2 \varphi_0 - 0,5[1 + (f_{\text{кр}}/f_b)^2 - z_m/[h_d(f_b) - h_0]]^{\frac{1}{2}} \{1 + (f_{\text{кр}}/f_b)^2 - z_m/[h_d(f_b) - h_0]\}. \quad (18)$$

В соответствии с (15) формулу (14) можно записать как

$$\sigma_\phi^2 \approx 2r_0 L_3 \left[\frac{\pi \beta f_b(h_d)}{c \sec \varphi_0} \right]^2 = 2r_0 L_3 \left[\frac{\pi \beta f_0(h_d)}{c \sec^2 \varphi_0} \right]^2, \quad (19)$$

где $\sec \varphi_0$ и L_3 определяются по (16)–(18).

Анализ выражений (15)–(19) показывает, что при приближении f_b к $f_{\text{кр}}$ значение $h_d(f_b)$ растет, $\sec \varphi_0$ при $r = \text{const}$ несколько уменьшается, протяженность L_3 увеличивается и значение σ_ϕ^2 возрастает. При достижении $f_b = f'_n = 0,9 f_{\text{кр}}$ значение f_0 согласно [10] равно МПЧ $f_m = f'_n \sec \varphi'_0$, где $\sec' \varphi_0 < \sec \varphi_0$ определяется по (16) при $f_b = f'_n$. Следовательно, на МПЧ ($f_0 = f_m$) величина σ_ϕ^2 достигает максимального значения.

Параметр m (13) при $f_0 \rightarrow f_m$ уменьшается. В предельном случае $m = 1$ выражение (12) сводится к виду (11), характерному для рэлеевских БЗ, когда для обеспечения $P_{\text{ош.доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ необходим $Z_{\text{бз}} \approx 15$ дБ. При выборе $f_0 \ll f_m$ значение $\sigma_\phi^2 \rightarrow 0$ и $m \rightarrow \infty$, что характерно для отсутствия БЗ. В этом случае согласно (12) значение $Z_{\text{доп}} \rightarrow Z_n$ и $Z_{\text{бз}} \rightarrow 0$.

На рис. 3 приведена зависимость $Z_{бз}(f_0/f_m)$, рассчитанная для $f_b/f_{кр} = 0, 2...0, 9$ ($f_0/f_m = 0, 3...1$) с использованием (12), (13), (16)–(19). Расчет проведен для $P_{ош.доп} = 3 \cdot 10^{-3}$ при дальности связи $r = 2 \cdot 10^6$ и типовых [1, 8, 9] параметрах неоднородного слоя F₂ ионосферы: $f_{кр} = 4 \cdot 10^6$ Гц, $h_0 = 2,5 \cdot 10^5$ м, $z_m = 10^5$ м, $\beta = 5 \cdot 10^{-3}$, $r_0 = 5 \cdot 10^2$ м.

Поскольку установлена зависимость $Z_{бз} = 20 \lg K_{бз}$ от f_0 , технический фактор T (6) следует рассматривать как функцию

$$T'(f_0) = K_n K_{бз}(f_0) K_{мз} \sqrt{B/0, 25 P_1 G_1 D_2}. \quad (20)$$

Подстановка $T'(f_0)$ в неравенство (7) вместо T позволяет записать его в уточненном виде

$$[E_c^{(1)}(f_0)/E_n^{(1)}(f_0)] - T'(f_0) \geq 0 \quad (21)$$

и исходя из рис. 2, 3 и выражения (20) построить графики, приведенные на рис. 4.

Анализ графиков на рис. 2 и 4 позволяет решить две новые задачи:

1) определить уточненное значение НПЧ (f'_n) по критерию обеспечения минимально необходимого превышения $E_c/E_n = K_n$ (соответствующего $[E_c^{(1)}/E_n^{(1)}] - T' = 0$), которое оказывается ниже традиционно рассчитываемого $f'_n < f_n$;

2) определить ОРЧ ($f_{ОРЧ}$) по критерию обеспечения максимально достижимого превышения E_c/E_n относительно K_n (соответствующего $[E_c^{(1)}/E_n^{(1)}] - T' = \max$).

Практическая реализация уточненного метода. Решение первой задачи позволяет сделать важный вывод о возможности понижения нижней границы диапазона РЧ однолучевой ДКМ радиолинии до значений $f'_n < f_n$ вследствие снижения зависимости $T'(f_0) \sim K_{бз}(f_0)$ по мере уменьшения РЧ, без повышения параметров P_1, G_1, D_2 и снижения требований к качеству связи ($P_{ош.доп}, D_{св.доп}$).

Важность решения второй задачи состоит в том, что при выборе согласно рис. 4 значения $f_0 = f_{ОРЧ}$ в однолучевой ДКМ радиолинии обеспечивается наибольшая надежность радиосвязи. Это следует из того, что условие (9) соответствует (2), а условие (2) согласно (3)–(6) – неравенству (7). Поэтому неравенство с учетом (10) и (21) можно записать как

$$[E_c^{(1)}(f_0)/E_n^{(1)}(f_0)] - T(f_0) = \bar{Z}(f_0) - \bar{Z}_{доп}(f_0) \geq 0, \quad (22)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{Z}(f_0) &= 10 \lg \frac{\bar{P}_c(f_0)}{\bar{P}_n(f_0)} = 20 \lg \frac{\bar{E}_c(f_0)}{\bar{E}_n(f_0)} = \\ &= 20 \lg \left[\frac{E_c^{(1)}(f_0)}{E_n^{(1)}(f_0)} \sqrt{\frac{0, 25 P_1 G_1 D_2}{B}} \right] = \\ &= [E_c^{(1)}(f_0)/E_n^{(1)}(f_0)] - 20 \lg \sqrt{B/0, 25 P_1 G_1 D_2}; \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{доп}(f_0) &= 10 \lg [K_n^2 K_{бз}^2(f_0) K_{мз}^2] = \\ &= T'(f_0) - 20 \lg \sqrt{B/0, 25 P_1 G_1 D_2}. \end{aligned}$$

Тогда согласно (9) $Z_{доп}(f_0) = Z_n + Z_{бз}(f_0) = \bar{Z}_{доп}(f_0) - \xi_{доп} \sigma_Z$, и надежность радиосвязи (8) на выбранной РЧ (f_0) будет определяться уточненным выражением

$$\begin{aligned} D_{св} &= F[\xi(f_0)] = F\{[\bar{Z}(f_0) - Z_{доп}(f_0)]/\sigma_Z\} = \\ &= F[\xi_{доп} + \Delta \bar{Z}(f_0)/\sigma_Z], \end{aligned} \quad (24)$$

где $\Delta \bar{Z}(f_0) = \bar{Z}(f_0) - \bar{Z}_{доп}(f_0)$.

Из (23) и (24) следует, что при работе на НПЧ ($f_0 = f'_n$), где $[E_c^{(1)}(f'_n)/E_n^{(1)}(f'_n)] - T'(f'_n) = \bar{Z}(f'_n) - \bar{Z}_{доп}(f'_n) = \Delta \bar{Z}(f'_n) = 0$, надежность радиосвязи равна допустимой: $D_{св}(f'_n) = F(\xi_{доп}) = D_{св.доп}$.

При работе на ОРЧ ($f_0 = f_{ОРЧ}$), где

$$\begin{aligned} [E_c^{(1)}(f_{ОРЧ})/E_n^{(1)}(f_{ОРЧ})] - T'(f_{ОРЧ}) &= \\ &= \bar{Z}(f_{ОРЧ}) - \bar{Z}_{доп}(f_{ОРЧ}) = \Delta \bar{Z}_{\max}, \end{aligned}$$

надежность радиосвязи имеет наибольшее значение по сравнению с допустимым $D_{св.доп} = F(\xi_{доп})$, обеспечиваемым на НПЧ, поскольку

$$D_{св}(f_{ОРЧ}) = F(\xi_{доп} + \Delta \bar{Z}_{\max}/\sigma_Z) = F(\xi_{доп} + \Delta \xi_{\max}) = D_{св.макс}$$

Таким образом, при выборе ОРЧ по критерию максимального превышения E_c/E_n в однолучевой ДКМ радиолинии достигается наибольшая надежность радиосвязи $D_{св.макс}$ относительно ее допустимого значения $D_{св.доп}$, обеспечиваемого при выборе НПЧ (f'_n) по критерию минимально необходимого превышения E_c/E_n .

На основе установленной аналитической зависимости (20) технического фактора $T'(f_0)$ от выбора рабочей частоты с учетом возрастания согласно (12), (13), (19) коэффициента защиты и глубины БЗ при ее приближении к МПЧ ($f_0 \rightarrow f_m$) разработан графический метод определения ОРЧ (рис. 4) и уточненной НПЧ (f'_n) в однолучевой ДКМ радиолинии по критериям максимально достижимого и минимально необходимого превышения сигнал/помеха (E_c/E_n) в точке приема. Полученные результаты позволяют обеспечить наибольшую надежность радиосвязи ($D_{св.макс}$) и понижение нижней границы диапазона рабочих частот ($f'_n < f_n$) без снижения требований к допустимому качеству связи ($P_{ош.доп}, P_{св.доп}$) в указанной радиолинии.

ЛИТЕРАТУРА

- Черенкова Е.Л., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
- Серков В.П., Слюсарев П.В. Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн. Ч. II. Распространение радиоволн. – Л.: ВАС, 1973. – 255 с.
- Серков В.П. Распространение радиоволн и антенные устройства. – Л.: ВАС, 1981. – 468 с.
- Мешалкин В.А., Сосунов Б.В., Филиппов В.В. Поля и волны в задачах разведзащищенности и радиоэлектронной защиты систем связи. – С.-Пб.: ВАС, 1993. – 322 с.
- Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. – М.: Связь, 1977. – 136 с.
- Кловский Д. Д. Теория передачи сигналов. – М.: Связь, 1969. 376 с.
- Пашинцев В.П., Колосов Л.В., Тишкин С.А. и др. Применение теории фазового экрана для разработки модели однокачкового декаметрового канала связи // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41. – № 1.
- Калинин А.И., Черенкова Е. Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний. – М.: Связь, 1971. – 440 с.
- Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. – М.: Мир, 1973. – 502 с.
- Красюк Н.П., Дымович Н.Д. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Высшая школа, 1974. – 536 с.

Получено 21.05.01