Низкочастотные системы спутниковой связи с повышенной энергетической скрытностью

Монография



НИЗКОЧАСТОТНЫЕ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТЬЮ

Санкт-Петербург
Наукоемкие технологии
2025

УДК 621.371.3; 621.396.96
ББК 32.884.1
Н61

Рецензенты:

Владимир Анатольевич Цимбал, доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки Российской Федерации;

Владимир Вячеславович Копытов, доктор технических наук, профессор.

Н61 Чипига А. Ф., Сенокосова А. В., Пашинцев В. П., Гончаров Д. Г. Низкочастотные системы спутниковой связи с повышенной энергетической скрытностью. Монография. – СПб.: Наукоемкие технологии. 2025. – 214 с.

ISBN 978-5-00271-054-6

Проведен анализ помехоустойчивости и энергетической скрытности систем спутниковой связи. На основе методов системного анализа обоснован способ обеспечения энергетический скрытности систем спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата за счет за счет применения пониженной до 30…100 МГц несущей частоты и пространственно-разнесенного приема сигналов. Разработаны математические модели ионосферы и трансионосферных каналов связи учетом поглощения и многолучевого распространения радиоволн и замираний принимаемых сигналов. Разработана методика прогнозирования помехоустойчивости и энергетической скрытности систем спутниковой связи на пониженных частотах при использовании одиночного и пространственно-разнесенного приема сигналов на несколько антенн. Обоснованы практические рекомендации по повышению энергетической скрытности систем спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата.

Для студентов, аспирантов и научных работников в области проектирования спутниковых радиосистем.

Работа выполнена в рамках проекта Российского научного фонда № 24-21-00295 (https://rscf.ru/project/24-21-00295/).

© Сенокосова А. В., 2025
© Пашинцев В. П., 2025
© Гончаров Д. Г., 2025

ISBN 978-5-00271-054-6

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ 5
ВВЕДЕНИЕ 6
1. СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ПРОБЛЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ 11
1.1 Анализ помехозащищенности и помехоустойчивости систем спутниковой связи 11
1.2 Анализ скрытности систем спутниковой связи и обоснование цели исследований 20
1.3 Методика системного анализа проблемы обеспечения энергетической скрытности ССС при близком размещении приемника радиоперехвата 38
1.4 Анализ недостатков известного научно-методического аппарата и обоснование научных задач исследований 58
2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИОНОСФЕРЫ И ТРАНСИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА СВЯЗИ С УЧЕТОМ ПОГЛОЩЕНИЯ И МНОГОЛУЧЕВОГО РАПРОСТРАНЕНИЯ ВОЛНЫ НА ПОНИЖЕННЫХ ЧАСТОТАХ 69
2.1 Математическая модель ионосферы для аналитической оценки поглощения волны в ССС 72
2.2 Математическая модель трансионосферного канала связи с учетом поглощения волны на пониженных частотах 88
2.3 Математическая модель ионосферы для оценки поглощения и многолучевого распространения радиоволн 99
2.4 Математическая модель трансионосферного канала связи с учетом поглощения и многолучевого распространения волны 114
2.5 Выводы 133
3. МЕТОДИКИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ССС НА ПОНИЖЕННЫХ ЧАСТОТАХ 138
3.1. Методика прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах с учетом поглощения и многолучевого РРВ через ионосферу 141
3.2 Методика прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах при использовании пространственно-разнесенного приема 150
3.3 Методика оценки коэффициента энергетической скрытности ССС с использованием пониженных частот и пространственно-разнесенного приема 166
3.4 Выводы 171

4. РАЗРАБОТКА ПРАКТИЧЕСКИХ РЕКОМЕНДАЦИЙ
ПО ПОВЫШЕНИЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ ССС
ПРИ БЛИЗКОМ РАЗМЕЩЕНИИ ПРИЕМНИКА РАДИОПЕРЕХВАТА..... 174
4.1 Обоснование путей повышения энергетической скрытности ССС
за счет применения пониженной несущей частоты
и пространственно-разнесенного приема 174
4.2 Обоснование и разработка технических решений для ССС
с пониженной частотой и пространственно-разнесенным приемом 185
4.3. Выводы 192
ЗАКЛЮЧЕНИЕ 194
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ..... 200

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

ВЧХ – высотно-частотная характеристика

ДН – диаграмма направленности

ЗС – земная станция

ИСЗ – искусственный спутник Земли

КС – канал связи

КФ – корреляционная функция

ПЗ – помехозащищенность

ПРД – передатчик

ПРМ – приемник

ПУ – помехоустойчивость

РлЗ – рэлеевские замирания

РПХ – радиоперехват

РРВ – распространение радиоволн

РЭП – радиоэлектронное подавление

РЭС – радиоэлектронная система (средство)

СВИЗ – станция вертикального ионосферного зондирования

СКО – среднеквадратическое отклонение

СРС – система радиосвязи

ССС – система спутниковой связи

С/Ш – сигнал/шум

ЭК – электронная концентрация

ЭЧСЭ – эффективная частота соударения электронов

ВВЕДЕНИЕ

Искусственные спутники Земли (ИСЗ) открыли широкие возможности для развития связи. Система спутниковой связи (ССС) из трех ИСЗ обеспечивает охват практически всей территории земного шара [42, 56, 66, 81, 86, 107].

Помимо большой (практически неограниченной) дальности связи, важнейшим достоинством ССС является возможность достижения высоких показателей качества, соответствующих наземным системам связи [42, 43, 85, 125].

При передаче в ССС дискретных (цифровых) сигналов показателем качества является вероятность ошибки ($P_{\text{ош}}$) при приеме информационных символов, которая зависит от отношения $h^2 = E_r / N_0$ энергии сигналов (E_r) на входе приемника (ПРМ) к спектральной плотности мощности шума (N_0) [55, 80, 105, 106, 107, 114, 133]. Функциональная зависимость $P_{\text{ош}} = \psi(h^2)$ определяет помехоустойчивость ССС [14, 81].

Основным достоинством ССС является обеспечение высокого качества (помехоустойчивости) при неограниченных дальностях и обширных зонах покрытия (~1…10 тыс. км). Оно реализуется за счет выбора несущих частот в диапазоне $f_0 \sim 1....10$ ГГц, где условия распространения радиоволн (РРВ) близки к распространению в свободном пространстве и легче выполняется условие обеспечения помехоустойчивости (ПУ) не хуже допустимой $h^2 \geq h^2_{\text{доп}}$.

Однако выбор диапазона частот $f_0 \sim 1...10$ ГГц определяет и один из основных недостатков ССС – доступность электромагнитного излучения ИСЗ для систем радиоразведки несанкционированных пользователей [65, 114]. Поэтому ССС обладают относительно низкой энергетической скрытностью и, следовательно, помехозащищенностью.

Если в системе радиоразведки решена задача обнаружения сигналов и осуществляется радиоперехват (РПХ), то его качество определяется (как и

качество ССС) отношением сигнал/шум (С/Ш) на входе приемника (ПРМ) РПХ ($h_{\text{р}}^2$) и вероятностью ошибки при ведении РПХ: $P_{\text{ош р}} = \psi(h_{\text{р}}^2)$. Условие обеспечения энергетической скрытности ССС при ведении РПХ выполняется, если фактическое отношение С/Ш на входе ПРМ РПХ будет меньше допустимого ($h_{\text{р}}^2 < h_{\text{доп р}}^2$), или коэффициент энергетической скрытности будет больше единицы ($\gamma_{\text{ЭС}} = h_{\text{доп р}}^2 \big/ h_{\text{р}}^2 > 1$).

Обычно условие $\gamma_{\text{ЭС}} > 1$ в ССС при ведении РПХ реализуется путем повышения направленности передающей антенны ИСЗ или увеличения дальности до ПРМ РПХ ($z_{\text{р}}$) по сравнению с наземным ПРМ ССС ($z \sim 10^6 ... 4 \cdot 10^7$ м). Однако при близком размещении этих приемников ($R_{\text{р}} < 10$ км), когда $h_{\text{р}}^2 \approx h^2 = h_{\text{доп}}^2 \Gamma$, указанные пути повышения $\gamma_{\text{ЭС}}$ будут неэффективными и условие обеспечения энергетической скрытности ССС ($\gamma_{\text{ЭС}} = h_{\text{доп р}}^2 \big/ h_{\text{р}}^2 = G_r T_{\text{Эр}} h_{\text{доп р}}^2 \big/ G_{r\text{р}} T_{\text{Э}} h_{\text{доп}}^2 \Gamma > 1$) можно реализовать только за счет: 1) увеличения коэффициента усиления приемной антенны ССС (G_r) по сравнению с антенной наземного ПРМ РПХ ($G_{r\text{р}} < G_r$); 2) уменьшения эквивалентной шумовой температуры ПРМ ССС ($T_{\text{Э}}$) по сравнению с ПРМ РПХ ($T_{\text{Эр}} > T_{\text{Э}}$); 3) уменьшения допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ ССС ($h_{\text{доп}}^2$) по сравнению с ПРМ РПХ ($h_{\text{доп р}}^2 > h_{\text{доп}}^2$).

Объектом исследования является система спутниковой связи (ССС) на участке ИСЗ – земная станция (ЗС), работающая в условиях размещения приемника радиоперехвата вблизи приемника ССС.

Практическая актуальность исследования (противоречие в практике) заключается в том, что пути повышения энергетической скрытности ССС за счет совершенствования приемной антенны ($G_r / G_{r\text{р}} > 1$) и высокочастотных трактов ПРМ ($T_{\text{Эр}} / T_{\text{Э}} > 1$) являются затратными, а пути повышения

эффективности схемы обработки сигналов в ПРМ ССС по сравнению с ПРМ РПХ ($h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{доп}} > 1$) – неизвестны.

Цель (практическая задача) исследований состоит в разработке практических рекомендаций по повышению энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ радиоперехвата.

Указанное противоречие относится к группе слабоструктурированных проблем, для разрешения которых предназначен системный анализ [9, 44, 104].

С помощью разработанного метода системного анализа обосновано, что наилучшее решение указанной проблемы (противоречия) обеспечивается новым способом повышения коэффициента энергетической скрытности ССС ($\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} > 20...30$ дБ) при близком размещении ПРМ РПХ от ПРМ ССС. Реализуется он в два этапа за счет: 1) изменения типа модели канала связи (КС) на более сложный (например, с многолучевым РРВ и интерференционными быстрыми замираниями (сцинтилляциями, мерцаниями) принимаемых сигналов); 2) применения в ПРМ ССС для обработки сигналов метода пространственно-разнесенного приема на несколько ($n = 2...4$ и более) антенн. Последнее приведет к существенному уменьшению допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ ССС с использованием $n = 2...4$ и более разнесенных антенн ($h^2_{\text{доп } n}$) по сравнению с ПРМ РПХ, использующим одну ($n = 1$) антенну для приема сигналов с быстрыми замираниями ($h^2_{\text{доп БЗ}} >> h^2_{\text{доп } n}$), и увеличению коэффициента энергетической скрытности системы спутниковой связи $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{доп}} = h^2_{\text{доп БЗ}} \big/ h^2_{\text{доп } n} >> 1.$

Для изменения традиционного типа модели спутникового КС (с постоянными параметрами [80, 81, 133]) на модель КС с многолучевостью и быстрыми замираниями можно понизить несущую частоту с обычных значений $f_0 = 1...10$ ГГц до $f_0 = 30...100$ МГц. Этот диапазон частот не используется в ССС, т. к. в нем по причине близости к декаметровому

диапазону ($f_0 = 3...30$ МГц) проявляется поглощение радиоволн в ионосфере (характеризуемое множителем $W^2_{\text{П}}(f_0) < 1$) и их рассеяние на ионосферных неоднородностях, вызывающее многолучевое РРВ и быстрые замирания принимаемых сигналов [5, 6, 30, 35, 42, 43, 50, 52, 103, 106]. Последние характеризуются множителем ослабления волны из-за быстрых замираний $W^2_{\text{БЗ}}(f_0) < 1$.

Предметом исследования является системный анализ влияния поглощения и многолучевости при РРВ с пониженными частотами ($f_0 = 30...100$ МГц) через ионосферу от ИСЗ до земной станции на помехоустойчивость одиночного и пространственно-разнесенного приема сигналов в ССС и ее энергетическую скрытность.

Научная актуальность (противоречие в науке) исследований обусловлена невозможностью достижения поставленной цели на базе известного научно-методического аппарата в силу следующих его недостатков:

1) низкой точностью известной зависимости множителя ослабления мощности волны из-за поглощения в ионосфере от выбора частоты $W^2_{\text{П}}(f_0) \le 1$ для ССС;

2) отсутствием зависимости множителя ослабления мощности волны (сигнала) из-за быстрых замираний (БЗ) $W^2_{\text{БЗ}}(f_0) \le 1$ от фазовых сдвигов приходящих лучей $\Delta\varphi_i$ и выбора частоты сигналов для ССС $W^2_{\text{БЗ}}\left[\Delta\varphi_i(f_0)\right]$;

3) отсутствием зависимости допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ ($h^2_{\text{доп БЗ}}, h^2_{\text{доп }n}$) от множителя быстрых замираний сигнала ($W^2_{\text{БЗ}}(f_0)$), а также кратности (n) и интервала разнесения ($\Delta\rho$) приемных антенн.

Общая научная задача состоит в разработке метода прогнозирования энергетической скрытности ССС при использовании пониженных частот и разнесенного приема сигналов на несколько антенн.

Для решения общей научной задачи ее целесообразно декомпозировать на 5 частных научных задач разработки:

1) математических моделей ионосферы и трансионосферного канала связи с учетом поглощения волны на пониженных частотах ССС;

2) математических моделей ионосферы и трансионосферного канала связи с учетом одновременного поглощения и многолучевого распространения волны на пониженных частотах ССС;

3) методики прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах с учетом поглощения волны и многолучевого ее распространения;

4) методики прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах с учетом поглощения волны и ее многолучевого распространения при использовании пространственно-разнесенного приема на несколько ($n \geq 4$) антенн;

5) методики оценки коэффициента энергетической скрытности ССС при использовании пониженных частот и пространственно-разнесенного приема.

Данная монография посвящена профессору Чипиге Александру Федоровичу, которому принадлежат идея и обоснование возможности использования пониженных частот и пространственного разнесенного приема сигналов для обеспечения энергетической скрытности систем спутниковой связи.

1. СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ПРОБЛЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

1.1 Анализ помехозащищенности и помехоустойчивости систем спутниковой связи

Одним из показателей качества ССС является помехозащищенность (ПЗ). Повышение ПЗ представляет важнейшую проблему для любых радиоэлектронных систем (РЭС) [12, 13, 14]. Определяется ПЗ помехоустойчивостью (ПУ) и скрытностью [2, 12, 14, 15, 20, 23, 38, 58, 59, 67, 82, 88, 93, 110].

Существует много определений ПЗ и ПУ, которые зачастую противоречат друг другу. Так, в словаре [116] под ПЗ понимается способность радиосистемы противостоять действию радиопомех, а ПУ – способность сохранять работоспособность с заданными техническими характеристиками при воздействии помех определенного типа. Как видим, понятие ПЗ радиосистем шире, чем ПУ. Однако согласно ГОСТ [87] ПУ радиосистемы определяется, как способность противостоять мешающему действию радиопомех, а ПЗ – как способность противостоять мешающему действию определенных помех. Здесь понятие ПУ трактуется шире, чем ПЗ. Аналогично этой трактовке в другом ГОСТ [95] под ПУ понимается способность системы военной связи обеспечивать управление войсками и оружием в условиях воздействия помех всех видов, а ПЗ – в условиях преднамеренных помех противника.

В большинстве учебников и монографий под ПЗ понимают способность РЭС выполнять задачи в условиях радиоэлектронного подавления (РЭП) [2, 12, 20, 38, 67, 82]. В общем случае РЭП включает два последовательных этапа: радиоразведку и радиоподавление (создание преднамеренных (организованных) радиопомех). Поэтому для оценки ПЗ используются количественные показатели радиоразведки и радиоподавления.

В [38] в качестве основного показателя ПЗ принята вероятность ($P_{\text{пз}}$) выполнения РЭС своих задач в условиях ведения противником РЭП, которая определяется согласно формулы

$$P_{\text{ПЗ}} = P_{\text{дп}} P_{\text{пуоп}} + (1 - P_{\text{дп}}) P_{\text{пу}}, \qquad (1.1)$$

где $P_{\text{дп}}$ – вероятность действия организованных помех РЭС; $P_{\text{пуоп}}$ и $P_{\text{пу}}$ – вероятности успешного решения своих задач РЭС при условии воздействия наряду с полезным сигналом организованных и естественных помех ($P_{\text{пуоп}}$) и только естественных помех ($P_{\text{пу}}$).

Входящая в (1.1) вероятность действия организованных помех определяется вероятностью разведки ($P_{\text{р}}$) всех параметров РЭС [38]: $P_{\text{дп}} \sim P_{\text{р}}$. Поэтому $P_{\text{дп}}$ в формуле (1.1) характеризует скрытность работы РЭС и эффективность радиоразведки противника. Вероятности $P_{\text{пуоп}}$ и $P_{\text{пу}}$ являются основными количественными показателями ПУ РЭС при наличии и отсутствии организованных помех.

Если вероятность разведки параметров РЭС нулевая ($P_{\text{р}} = 0$), то организованные помехи системой РЭП не создаются ($P_{\text{дп}} \sim P_{\text{р}} = 0$) и формула (1.1) сводится к виду $P_{\text{пз}} = P_{\text{пу}}$, т.е. ПЗ РЭС совпадает с ее ПУ в условиях действия только естественных помех.

Заметим, что количественным показателем ПУ ($P_{\text{пу}}$) приемника системы связи при передаче дискретных сообщений в условиях действия естественных помех (например, белого гауссовского шума) является вероятность правильного различения сигналов

$$P_{\text{пу}} = P_{\text{прав}} = 1 - P_{\text{ош}}, \qquad (1.2)$$

где $P_{\text{ош}}$ – вероятность ошибочного приема (различения) информационных символов. Поэтому при абсолютной скрытности работы РЭС связи ($P_{\text{р}} = 0$) и очень малой вероятности ошибки $P_{\text{ош}} << 1$ ее ПЗ определяется вероятностью правильного различения сигналов (символов), близкой к единице

$$P_{\text{пз}} = P_{\text{пу}} = P_{\text{прав}} = 1 - P_{\text{ош}} \approx 1. \qquad (1.3)$$

Согласно [2, 20, 67, 82] в качестве критерия ПЗ можно использовать вероятность

$$P_{\text{пз}} = 1 - P_{\text{р}} P_{\text{н}}, \qquad (1.4)$$

где $P_{\text{р}}$ – вероятность разведки параметров РЭС, необходимых для организации радиопротиводействия; $P_{\text{н}}$ – вероятность нарушения работы РЭС в результате радиопротиводействия.

Вероятность разведки ($P_{\text{р}}$) количественно отражает скрытность РЭС, т.е. способность противостоять мерам радиоразведки [2, 20, 67]. При этом за критерий скрытности принимается величина $P_{\text{скр}} = 1 - P_{\text{р}}$. Вероятность нарушения $P_{\text{н}}$ работы РЭС зависит от способности РЭС выполнять задачу в условиях радиопротиводействия. Поэтому величину $P_{\text{пуоп}} = 1 - P_{\text{н}}$ можно принять за критерий ПУ. При создании организованных помех этот критерий определяет вероятность выполнения РЭС своей задачи в условиях радиоподавления.

Если обеспечивается абсолютная скрытность РЭС (т.е. $P_{\text{р}} = 0$ и $P_{\text{скр}} = 1 - P_{\text{р}} = 1$), то согласно (1.4) $P_{\text{пз}} = 1 - P_{\text{р}} P_{\text{н}} = 1$, что соответствует (1.3). Для случая РЭС связи при передаче дискретных сообщений вероятность нарушения работы соответствует вероятности ошибочного различения сигналов в условиях организованных помех: $P_{\text{н}} = P_{\text{ош оп}}$. Тогда за критерий ПУ приемника РЭС связи можно принять величину $P_{\text{пуоп}} = 1 - P_{\text{н}} = 1 - P_{\text{ош оп}}$. В частном случае, когда $P_{\text{р}} = 1$ и $P_{\text{ош оп}} << 1$, вероятность ПЗ (1.4) принимает значение

$$P_{\text{пз}} = 1 - P_{\text{р}} P_{\text{н}} = 1 - P_{\text{н}} = P_{\text{пуоп}} = 1 - P_{\text{ош оп}} \approx 1,$$

соответствующее (1.3).

Из двух рассмотренных выше вероятностных показателей ПЗ (1.1) и (1.4) более общим является первый, т.к. область применимости второго

показателя ($P_{\text{пз}} = 1 - P_{\text{р}} P_{\text{н}}$) ограничена допущением, что с вероятностью единица помеха РЭП будет действовать на РЭС [12]. Первый показатель ПЗ (1.1), который можно записать в другом виде

$$P_{\text{пз}} = P_{\text{пу}} + P_{\text{дп}}(P_{\text{пуоп}} - P_{\text{пу}}) , \qquad (1.5)$$

применим как в условиях действия помех РЭП (когда $P_{\text{дп}} > 0$), так и в их отсутствие, когда $P_{\text{дп}} = 0$ и $P_{\text{пз}} = P_{\text{пу}}$, т.е. ПЗ РЭС равна ее ПУ в условиях действия только естественных помех.

Входящие в (1.1, 1.5) вероятности $P_{\text{пу}}$ и $P_{\text{пуоп}}$ являются основными показателями ПУ РЭС при отсутствии ($P_{\text{пу}}$) и наличии ($P_{\text{пуоп}}$) организованных помех системой РЭП. Конкретный смысл и аналитические выражения для $P_{\text{пу}}$ и $P_{\text{пуоп}}$ определяются многими факторами: целью функционирования РЭС, моделью каналов, сигналов и действующих помех (естественных и преднамеренных) [12]. Так, для радиолокационной системы (РЛС) обнаружения вероятности $P_{\text{пу}}$ и $P_{\text{пуоп}}$ в (1.1, 1.5) имеют смысл вероятностей правильного обнаружения ($P_{\text{по}}$) целей при фиксированном уровне ложных тревог ($P_{\text{лт}}$) в условиях отсутствия и наличия помех РЭП. Для системы радиосвязи $P_{\text{пу}}$ и $P_{\text{пуоп}}$ имеют смысл вероятностей правильного (или ошибочного) приема сигналов при отсутствии ($P_{\text{пу}} = 1 - P_{\text{ош}}$) и наличии ($P_{\text{пуоп}} = 1 - P_{\text{ош оп}}$) помех РЭП соответственно.

Помимо вероятностных показателей ПЗ (1.1, 1.3, 1.5) используются и энергетические показатели. В частности под ПЗ в [23] понимают способность системы связи обеспечить требуемое качество связи (вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ в приеме бита) при воздействии преднамеренных помех (т.е. специально созданных средствами РЭП). Количественно ПЗ определяется как отношение мощности полезного сигнала (P_r) к мощности преднамеренных помех в полосе полезного сигнала ($P_{\text{п}}$), при котором еще обеспечивается требуемое качество связи ($P_{\text{ош доп}}$)

$$P_r / P_{\text{п}} \text{ при } P_{\text{ош}} = P_{\text{ош доп}}. \quad (1.6)$$

Следует отметить, что согласно [12] энергетический показатель ПЗ (1.6) являются менее предпочтительными по сравнению с вероятностными (1.1, 1.5), поскольку критерий отношения сигнал/помеха ($P_r / P_{\text{п}}$) не отражает непосредственную цель функционирования РЭС (т.е. обеспечение требуемых значений $P_{\text{ош}}$ или $P_{\text{по}}$).

Теперь проанализируем показатели ПУ РЭС, принятые в современных источниках [23, 58, 65].

Согласно [23] под ПУ системы связи понимают способность приемника обеспечить требуемое качество связи при воздействии помех естественной природы типа аддитивного белого гауссовского шума. Количественно ПУ определяется величиной отношения (h^2) энергии принимаемого сигнала (E_r), соответствующего единичному информационному символу, к спектральной плотности мощности шума (N_0), которое необходимо для обеспечения заданного качества связи, например, заданной (допустимой) вероятности ошибки в приеме бита (элементарного символа)

$$h^2 = E_r / N_0 \text{ при } P_{\text{ош}} = P_{\text{ош доп}}. \quad (1.7)$$

Для ССС обычно принимается $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ [45, 55, 86, 105–107, 114, 134]. Более высокую ПУ имеет та система связи, которая обеспечивает заданное качество связи ($P_{\text{ош доп}}$) при меньшем значении $h^2 = E_r / N_0$ при прочих равных условиях

$$h_1^2 < h_2^2 \text{ при } P_{\text{ош}} = P_{\text{ош доп}}. \quad (1.8)$$

Согласно [58] количественной мерой ПУ систем передачи информации (т.е. связи) может служить вероятность нарушения ее функционирования (т.е. вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$). Поскольку эта вероятность ($P_{\text{ош}}$) является монотонной функцией (ψ) отношения сигнал/шум на входе приемника

$$P_{\text{ош}} = \psi(h^2 = E_r / N_0), \quad (1.9)$$

достаточно рассматривать некоторое пороговое (допустимое) отношение сигнал/шум ($h^2_{\text{доп}}$). Если отношение сигнал/шум станет меньше допустимого

$$h^2 = E_r / N_0 < h^2_{\text{доп}} = (E_r / N_0)_{\text{доп}}, \tag{1.10}$$

то вероятность ошибки станет больше допустимой

$$P_{\text{ош}} = \psi(h^2 = E_r / N_0) > P_{\text{ош доп}} = \psi(h^2_{\text{доп}} = (E_r / N_0)_{\text{доп}}) \tag{1.11}$$

и работа системы передачи информации (связи) будет нарушена.

Важно отметить, что энергетическое отношение сигнал/шум на входе оптимального приемника $h^2 = E_r / N_0$ связано с отношением (q^2) мощности сигнала на выходе этого приемника ($P_{r\ \text{вых}}$) к мощности шума ($P_{0\ \text{вых}}$) выражением вида [14, 18, 58, 96, 119]

$$h^2 = 0{,}5q^2 = 0{,}5\frac{P_{r\ \text{вых}}}{P_{0\ \text{вых}}} = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r T_s}{N_0} = \frac{P_r T_s}{P_0 / \Delta F_0} = \frac{P_r}{P_0} T_s \Delta F_0 = \frac{P_r}{P_0} B_s\ , \tag{1.12}$$

где $P_r = E_r / T_s$ – мощность сигнала (длительностью T_s) на входе приемника; $P_0 = N_0 \Delta F_0$ – мощность шума (сосредоточенного в полосе спектра сигнала ΔF_0) на входе приемника; $B_s = T_s \Delta F_0$ – база сигнала.

Заметим, что согласно (1.12) при передаче простых сигналов, характеризующихся шириной спектра $\Delta F_0 = 1/T_s$ и базой $B_s = T_s \Delta F_0 = 1$, энергетическое отношение сигнал/шум (С/Ш) на входе приемника равно входному отношению С/Ш по мощности

$$h^2 = E_r / N_0 = P_r / P_0. \tag{1.13}$$

Поэтому согласно [14, 81, 93] количественная оценка ПУ производится с помощью функциональных зависимостей (ψ) достоверности ($P_{\text{ош}}$) приема с энергетическим или мощностным отношением сигнал/шум (С/Ш)

$$P_{\text{ош}} = \psi(E_r / N_0)\ , \text{ или } P_{\text{ош}} = \psi(P_r / P_0)\ . \tag{1.14}$$

При этом можно использовать либо вероятностный показатель ПУ, определяемый реализуемой величиной вероятности ошибки ($P_{\text{ош}}$) при заданном энергетическом отношении С/Ш на выходе при (h^2)

$$P_{\text{ош}} \text{ при } h^2 = E_r / N_0 = P_r B_s / P_0 = const, \quad (1.15)$$

либо энергетический показатель ПУ, определяемый реализуемым энергетическим отношением сигнал/шум (h^2) при заданной величине вероятности ошибки ($P_{\text{ош}}$)

$$h^2 = E_r / N_0 = P_r B_s / P_0 \text{ при } P_{\text{ош}} = const. \quad (1.16)$$

В соответствии с приведенными показателями (1.15, 1.16) и соотношениями (1.10, 1.11) условие обеспечения ПУ не хуже допустимой можно записать в двух видах:

$$P_{\text{ош}} = \psi(h^2) \le P_{\text{ош доп}} = \psi(h^2_{\text{доп}}) ; \quad (1.17)$$

$$h^2 = \psi^{-1}(P_{\text{ош}}) \ge h^2_{\text{доп}} = \psi^{-1}(P_{\text{ош доп}}) , \quad (1.18)$$

где $\psi^{-1}(x)$ – функция, обратная $\psi(x)$.

В инженерных методиках энергетического расчета линий (каналов) спутниковой связи условие обеспечения ПУ записывается в виде превышения величины отношения мощности сигнала к мощности шума на входе ПРМ (P_r / P_0) над допустимым значением [80]

$$P_r / P_0 \ge (P_r / P_0)_{\text{доп}}, \quad (1.19)$$

где допустимое отношение мощности принимаемого сигнала и мощности шума на входе ПРМ определяется как

$$(P_r / P_0)_{\text{доп}} = h^2_{\text{доп}} / T_s \Delta F_0 = h^2_{\text{доп}} / B_s . \quad (1.20)$$

С учетом (1.20) и (1.12) условие (1.19) сводится к виду (1.18), т.е. превышения энергетического соотношения С/Ш на входе ПРМ над допустимым значением:

$$(P_r / P_0) T_s \Delta F_0 = (P_r / P_0) B_s = h^2 \ge h^2_{\text{доп}} \text{ или } h^2 / h^2_{\text{доп}} \ge 1. \quad (1.21)$$

Последнее условие можно представить в других видах, например, превышения величины отношения мощности сигнала к спектральной плотности шума на входе ПРМ (P_r / N_0) над допустимым значением [2]

$$\frac{P_r}{P_0/\Delta F_0}=\frac{P_r}{N_0}\ge\frac{h^2_{\text{доп}}}{T_s}=R_{\text{Т}}h^2_{\text{доп}}=R_{\text{Т}}\left(\frac{E_r}{N_0}\right)_{\text{доп}}, \qquad (1.22)$$

где $R_{\text{Т}}=1/T_s$ – скорость передачи.

Входящая в условия (1.19–1.22) мощность сигнала на входе ПРМ систем спутниковой связи (ССС) описывается выражением [8, 53, 80,133]

$$P_r=\frac{P_tG_tG_r\lambda_0^2W_{\text{П}}^2}{(4\pi z_0)^2}=P_tG_tG_rW_0^2W_{\text{П}}^2=\frac{P_tG_tG_r}{L_0L_{\text{П}}}=\frac{P_tG_tG_r}{L_{\Sigma}}, \qquad (1.23)$$

где P_t – мощность передаваемого сигнала; G_t – коэффициент усиления передающей антенны; G_r – коэффициент усиления приемной антенны; $\lambda_0=c/f_0$ – длина волны с несущей частотой f_0; c – скорость света в вакууме; z_0 – расстояние между передатчиком (ПРД) и ПРМ;

$$W_{\text{П}}^2=\exp(-0,23\alpha_{\Lambda}z_0)\le 1 \qquad (1.24)$$

– множитель ослабления (коэффициент потерь) мощности (энергии) сигнала в среде (тропосфере) из-за поглощения; α_{Λ} – коэффициент затухания (дБ/км), зависящий от свойств среды и частоты f_0 ($\alpha_{\Lambda}=10^{-2}...\ 1$ дБ/км при $f_0=10$ ГГц; $\alpha_{\Lambda}=2\cdot10^{-3}...\ 2\cdot10^{-1}$ дБ/км при $f_0=6$ ГГц);

$$W_0^2=(\lambda_0/4\ \pi\ z_0)^2=(c/4\ \pi\ z_0\ f_0)^2<1 \qquad (1.25)$$

– множитель ослабления мощности сигнала с частотой f_0 в свободном пространстве на расстоянии z_0;

$$L_0=1/W_0^2=(4\pi\ z_0/\lambda_0)^2>1;\ L_{\text{П}}=1/W_{\text{П}}^2\ge 1;\ L_{\Sigma}=L_0\cdot L_{\text{П}} \qquad (1.26)$$

– потери передачи в свободном пространстве (L_0), обусловленные поглощением в среде ($L_{\text{П}}$) и суммарные (общие) потери передачи в линии (канале) связи L_{Σ}.

Входящая в условия (1.19–1.22) мощность шума (флуктуационной помехи типа гауссовского белого шума с равномерной спектральной

плотностью мощности N_0) на входе ПРМ ССС (в полосе пропускания ΔF, равной ширине спектра сигнала ΔF_0) определяется как [80, 133]

$$P_0 = N_0 \Delta F_0 = k_Б T_Э \Delta F_0, \tag{1.27}$$

где $k_Б = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ (Дж/К°) – постоянная Больцмана; $T_Э$ – эквивалентная шумовая температура приемной системы (К°); $N_0 = k_Б T_Э$ (Вт·с=Вт/Гц).

В соответствии с выражениями (1.23, 1.27) условие обеспечения ПУ ССС не хуже допустимой (1.19, 1.20) принимает вид [80]

$$\frac{P_r}{P_0} = \frac{P_t G_t G_r}{k_Б T_Э \Delta F_0} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi\, z_0} \right)^2 W_П^2 = \frac{P_t G_t G_r}{k_Б T_Э \Delta F_0} \cdot \frac{1}{L_\Sigma} \geq \frac{h_{доп}^2}{B_s}. \tag{1.28}$$

С учетом (1.12) условие обеспечения ПУ ССС не хуже допустимой (1.28) будет иметь вид (1.18)

$$h^2 = \frac{P_r}{P_0} B_s = \frac{P_t G_t G_r}{k_Б T_Э \Delta F_0} \cdot \frac{B_s}{L_\Sigma} = \frac{P_t G_t G_r}{k_Б T_Э} \cdot \frac{T_s}{L_\Sigma} \geq h_{доп}^2;\ h^2 / h_{доп}^2 \geq 1, \tag{1.29}$$

или

$$\frac{P_r}{N_0} = \frac{P_t G_t G_r}{k_Б T_Э} \cdot \frac{1}{L_\Sigma} = \frac{P_t G_t G_r}{N_0} \cdot \frac{1}{L_\Sigma} \geq \frac{h_{доп}^2}{T_s} = R_Т h_{доп}^2. \tag{1.30}$$

Анализ неравенств (1.28–1.30) показывает, что условие обеспечения ПУ ССС выполняется тем надежнее, чем выше мощность ПРД (P_t), коэффициенты усиления антенн (G_t, G_r) и ниже шумовая температура приемной системы ($T_Э = N_0 / k_Б$) и чем меньше суммарные потери передачи в линии связи (L_Σ), скорость передачи ($R_т = 1/T_s$), допустимое значение энергетического отношения С/Ш на входе ПРМ ($h_{доп} = \psi^{-1}(P_{ош\ доп})$). Заметим, что среди указанных путей выполнения условия обеспечения ПУ ССС отсутствует увеличение ширины спектра сигнала (ΔF_0) или его базы ($B_s = T_s \Delta F_0$).

В [100] проведен анализ ПУ систем связи (СС) при одновременном действии естественных и организованных помех. Его результаты показали, что условия обеспечения ПУ СС при одновременном действии естественной и

организованной помехи практически такие же, как и при действии только естественной помехи (1.29, 1.30): увеличение P_t, G_t и T_s, уменьшение L_Σ и $h^2_{\text{доп}}$.

Следует отметить, что ряд указанных выше путей повышения ПУ ССС, например, увеличение мощности ПРД (P_t) или коэффициента усиления передающей антенны (G_t), приводят к понижению скрытности ССС. Поэтому для повышения ПЗ ССС необходимо провести анализ скрытности ССС и на его основе обосновать наличие противоречия (проблемы), затрудняющего достижение этой важной практической цели.

1.2 Анализ скрытности систем спутниковой связи и обоснование цели исследований

Приведенный в п. 1.1 анализ показал, что согласно формулы (1.5) ПЗ РЭС будет наибольшей ($P_{\text{пз}} = P_{\text{пу}} = 1 - P_{\text{ош}}$), если вероятность действия помех РЭП равна нулю ($P_{\text{дп}} = 0$). Последняя характеризует скрытность РЭС. Величина $P_{\text{дп}}$ зависит как от алгоритма функционирования и параметров РЭС, так и от эффективности системы радиоразведки комплекса РЭП и определяется как [12, 38]

$$P_{\text{дп}} = P_{\text{р}} \cdot P_{\text{исп}} \cdot P_{\text{пп}} = P\left\{H_{\text{р}}\right\} P\left\{H_{\text{исп}} \mid H_{\text{р}}\right\} P\left\{H_{\text{пп}} \middle| (H_{\text{р}} \cap H_{\text{исп}})\right\}. \quad (1.31)$$

Здесь $P_{\text{р}}$ – вероятность того, что параметры сигналов РЭС, необходимые для создания ему помех, разведаны системой РЭП противника (гипотеза $H_{\text{р}}$); $P_{\text{исп}}$ – вероятность использования противником помех РЭП (гипотеза $H_{\text{исп}}$) при условии, что параметры сигналов РЭС разведаны с необходимой точностью (гипотеза $H_{\text{р}}$); $P_{\text{пп}}$ – вероятность действия помех РЭП на приемник РЭС (гипотеза $H_{\text{пп}}$) при условии, что параметры сигналов

разведаны с необходимой точностью (гипотеза $H_{\text{р}}$) и средства помех РЭП использованы (гипотеза $H_{\text{исп}}$).

Согласно (1.31) вероятность действия помех РЭП ($P_{\text{дп}}$) определяется вероятностью разведки ($P_{\text{р}}$) параметров сигналов системой радиоразведки противника.

Конкретный смысл и аналитические выражения для $P_{\text{р}}$ определяются (как и выражения для $P_{\text{пу}}$ и $P_{\text{пу оп}}$, приведенные в п. 1.1) многими факторами: целью функционирования системы радиоразведки, моделью каналов, сигналов и помех. Согласно [58] системы радиоразведки предназначены для: 1) обнаружения сигналов РЭС, 2) измерения его параметров, 3) пеленгования направления излучения (прихода) сигналов, 4) перехвата сообщений. Поэтому для подсистемы радиолокационного обнаружения сигналов РЭС средствами радиоразведки вероятность разведки $P_{\text{р}}$ в (1.31) имеет смысл вероятности правильного обнаружения ($P_{\text{по}}$) сигнала при фиксированной вероятности ложной тревоги ($P_{\text{лт}}$) [12, 58]. Для подсистемы радиоперехвата сообщений (которая обычно задействуется после обнаружения факта или при достоверном знании наличия (прихода) сигнала РЭС на входе ПРМ радиоразведки) вероятность разведки $P_{\text{р}}$ имеет смысл вероятности правильного различения сигналов $P_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{ош}}$. Поэтому качество перехвата дискретных (цифровых) сигналов оценивается вероятностью ошибки ($P_{\text{ош}}$) приема каждого отдельного информационного символа ($j = 1, 2, \ldots m$) передаваемого сообщения приемником радиоразведки [3, 12, 20, 58].

Согласно [20, 82] вероятность разведки определяет скрытность РЭС (см. п. 1.1) $P_{\text{скр}} = 1 - P_{\text{р}}$. При обосновании показателей скрытности РЭС в [11] исходят из того, что радиоразведка, как правило, предполагает решение следующих основных задач: 1) обнаружение сигнала; 2) определение структуры обнаруженного сигнала (на основе измерения ряда его параметров);

3) раскрытие содержащейся в сигнале информации и 4) пеленгацию РЭС. Первые три задачи решаются последовательно и им противопоставляются три вида скрытности: 1) энергетическая; 2) структурная; 3) информационная. Поэтому вероятность разведки сигнала РЭС определяется согласно [20, 82] как произведение

$$P_{\text{р}} = P_{\text{обн}}\ P_{\text{стр}}\ P_{\text{инф}}\ , \tag{1.32}$$

где $P_{\text{обн}} = P_{\text{по}}$ – вероятность правильного обнаружения сигнала (при заданной вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт}}$), характеризующая энергетическую скрытность; $P_{\text{стр}}$ – вероятность раскрытия структуры сигнала при условии, что сигнал обнаружен (структурная скрытность); $P_{\text{инф}}$ – вероятность раскрытия смысла передаваемой информации при условии, что сигнал обнаружен и его структура раскрыта (информационная скрытность).

В ряде случаев задача раскрытия передаваемой информации в системе радиоразведки не ставится [20, 82]. Тогда $P_{\text{инф}} = 1$ и $P_{\text{р}} = P_{\text{обн}}\ P_{\text{стр}}$. Чтобы уменьшить вероятность раскрытия структуры сигнала ($P_{\text{стр}}$), используют широкополосные сигналы (ШПС) на основе псевдослучайных последовательностей с большой сложностью (нелинейные), представительным ансамблем и автоматической их сменой по определенному закону [12, 20].

В ряде случаев для организации РЭП достаточно обнаружить сигнал подавляемой РЭС. В этом случае $P_{\text{р}} = P_{\text{обн}} = P_{\text{по}}$ [8, 20].

Если система радиоразведки предназначена для решения задачи не обнаружения сигнала, а перехвата сообщений, то вероятность разведки параметров сигнала соответствует вероятности правильного различения сигналов, определяемой вероятностью их ошибки в ПРМ разведки

$$P_{\text{р}} = P_{\text{пр}} = 1 - P_{\text{ош}}, \tag{1.33}$$

а энергетическая скрытность соответствует вероятности ошибочного различения сигналов в ПРМ разведки

$$P_{\text{скр}} = 1 - P_{\text{р}} = 1 - (1 - P_{\text{ош}}) = P_{\text{ош}}. \qquad (1.34)$$

Наряду с вероятностными показателями энергетической скрытности в задачах радиолокационного обнаружения сигналов ПРМ разведки ($P_{\text{р}} = P_{\text{по}}$) и в задачах радиоперехвата ($P_{\text{скр}} = 1 - P_{\text{р}} = P_{\text{ош}}$) широкое применение нашли энергетические показатели скрытности [2, 15, 16, 20, 58, 82]. Это обусловлено тем, что обеспечиваемые в ПРМ разведки (р) вероятности правильного обнаружения ($P_{\text{по р}}$) и ошибочного различения ($P_{\text{ош р}}$) сигналов аналогично (1.9) связаны функциональными зависимостями (ψ) с энергетическим отношением С/Ш на входе ПРМ разведки $h_{\text{р}}^2$

$$P_{\text{по р}} = \psi(P_{\text{лт}}, h_{\text{р}}^2) \; ; \quad P_{\text{ош р}} = \psi(h_{\text{р}}^2) \; . \qquad (1.35)$$

где $P_{\text{лт}}$ – вероятность ложной тревоги.

Здесь отношение ($h_{\text{р}}^2$) энергии сигнала на входе ПРМ разведки ($E_{r\text{р}}$) и спектральной плотности шума ($N_{0\text{р}}$) определяется аналогично энергетическому отношению (h^2) сигнал/шум на входе ПРМ систем связи (1.12) или радиолокации (при условии, что длительность T_s и ширина спектра ΔF_0 разведываемого сигнала известны)

$$h_{\text{р}}^2 = \frac{E_{r\text{р}}}{N_{0\text{р}}} = \frac{P_{r\text{р}} T_s}{N_{0\text{р}}} = \frac{P_{r\text{р}}}{N_{0\text{р}}} \cdot \frac{1}{R_{\text{Т}}} = \frac{P_{r\text{р}} T_s}{P_{0\text{р}} / \Delta F_0} = \frac{P_{r\text{р}}}{P_{0\text{р}}} T_s \Delta F_0 = \frac{P_{r\text{р}}}{P_{0\text{р}}} B_s, \qquad (1.36)$$

где $P_{r\text{р}} / P_{0\text{р}}$ – отношение мощности сигнала на входе ПРМ разведки ($P_{r\text{р}}$) к мощности шума ($P_{0\text{р}}$).

Очевидно, что скрытность (энергетическая) ССС будет обеспечена в том случае, если аналогично (1.18) энергетическое отношение сигнал/шум на входе ПРМ разведки $h_{\text{р}}^2 = \psi^{-1}(P_{\text{ош р}})$ будет меньше, чем допустимое значение энергетического отношения сигнал/шум $h_{\text{доп р}}^2 = \psi^{-1}(P_{\text{ош доп р}})$, необходимое для достижения допустимой вероятности ошибки в ПРМ разведки ($P_{\text{ош доп р}}$)

$$h_{\text{р}}^2 = E_{r\text{р}} / N_{0\text{р}} < h_{\text{доп р}}^2 = (E_{r\text{р}} / N_{0\text{р}})_{\text{доп}}, \text{ или } h_{\text{доп р}}^2 / h_{\text{р}}^2 > 1. \qquad (1.37)$$

В соответствии с формулой (1.36) условие (1.37) обеспечения энергетической скрытности ССС можно записать в виде, аналогичном соотношениям (1.19, 1.22):

$$h_{\text{р}}^2 = \frac{P_{r\text{р}}}{N_{0\text{р}}} \cdot \frac{1}{R_{\text{Т}}} < h_{\text{доп р}}^2, \text{ или } \frac{P_{r\text{р}}}{N_{0\text{р}}} < R_{\text{Т}} h_{\text{доп р}}^2 = R_{\text{Т}} \left(\frac{E_{r\text{р}}}{N_{0\text{р}}} \right)_{\text{доп}}, \qquad (1.38)$$

$$\frac{P_{r\text{р}}}{P_{0\text{р}}} \cdot B_s < h_{\text{доп р}}^2, \text{ или } \frac{P_{r\text{р}}}{P_{0\text{р}}} < \frac{h_{\text{доп р}}^2}{B_s}. \qquad (1.39)$$

Если мощности шума на входе ПРМ разведки равна допустимой ($P_{0\text{р}} = P_{0\text{р доп}}$), то соотношение (1.39) сводится к самому простому виду

$$P_{r\text{р}} < P_{r\,\text{доп р}}, \text{ или } P_{r\,\text{доп р}} / P_{r\text{р}} > 1. \qquad (1.40)$$

В соответствии с условиями (1.37 – 1.40) оценка энергетической скрытности ССС может производиться путем расчета коэффициента скрытности, определяемого в [13, 18, 38] и в [14, 15] отношениями

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h_{\text{доп р}}^2 / h_{\text{р}}^2, \qquad \gamma_{\text{ЭС}} = P_{r\ \text{доп}} / P_{r\text{р}}. \qquad (1.41)$$

с последующим сравнением величины $\gamma_{\text{ЭС}}$ с 1. Поэтому условие (1.37) обеспечения энергетической скрытности можно записать через коэффициент $\gamma_{\text{ЭС}}$ как

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h_{\text{доп р}}^2 / h_{\text{р}}^2 > 1. \qquad (1.42)$$

В [82] оценка скрытности осуществляется непосредственно по результатам выполнения неравенств (1.37) или (1.38). Однако в качестве количественного критерия энергетической скрытности ССС целесообразно выбрать $\gamma_{\text{ЭС}}$ (1.41).

Чтобы обосновать пути выполнения условий (1.37–1.42) обеспечения скрытности ССС, необходимо уяснить модель (схему) взаимного расположения ПРД и ПРМ в радиолинии (РЛ) ССС относительно ПРМ радиоразведки (радиоперехвата). Если ПРМ радиоперехвата размещен на той

же станции РЭП, что и ПРД помех [82, 100], то модель расположения радиосредств ССС и ПРМ разведки будет иметь вид, представленный на рисунке 1.1.

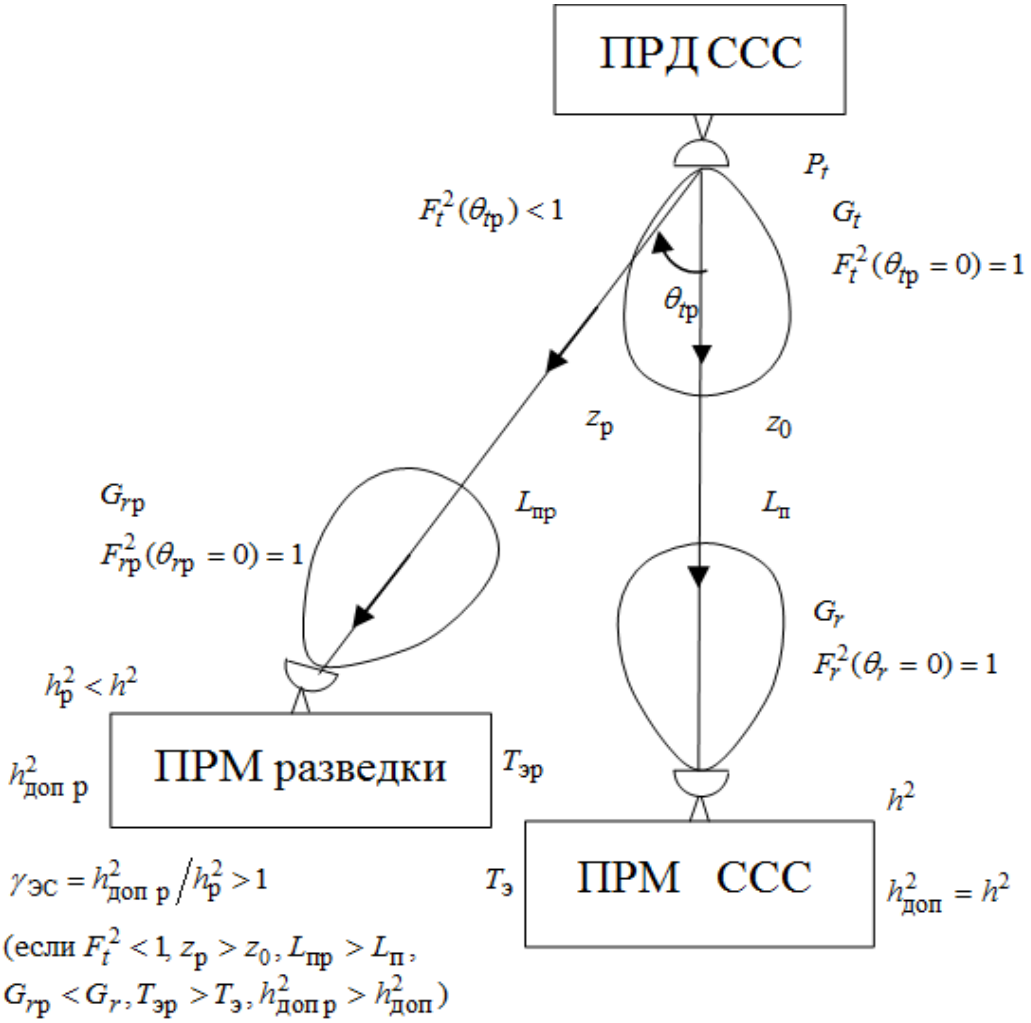


Рисунок 1.1 – Модель расположения радиосредств ССС и приемника радиоразведки

Мощность сигнала на входе ПРМ ССС (P_r) описывается выражением (1.23), которое можно записать в более общем виде (с учетом направлений излучения θ_t и приема θ_r волны) как [8, 53]

$$P_r=\frac{P_tG_t(\theta_t)G_r(\theta_r)\lambda_0^2W_П^2}{(4\ \pi\ z_0)^2}=P_tG_tF_t^2(\theta_t)G_rF_r^2(\theta_r)W_0^2W_П^2=$$

$$=P_tG_tF_t^2(\theta_t)G_rF_r^2(\theta_r)/L_0L_П=P_tG_tF_t^2(\theta_t)G_rF_r^2(\theta_r)/L_\Sigma, \qquad (1.43)$$

где

$$G_t(\theta_t) = G_t F_t^2(\theta_t) \le G_t; \quad G_r(\theta_r) = G_r F_r^2(\theta_r) \le G_r \tag{1.44}$$

– коэффициенты усиления передающей (t) и приемной (r) антенны в произвольных направлениях θ_t и θ_r; $G_t = G_t(\theta_t = 0)$ и $G_r = G_r(\theta_r = 0)$ – коэффициенты усиления антенн в направлениях максимума излучения;

$$F_t^2(\theta_t) = G_t(\theta_t)/G_t \le 1; \quad F_r^2(\theta_r) = G_r(\theta_r)/G_r \le 1 \tag{1.45}$$

– нормированные диаграммы направленности (ДН) передающей и приемной антенн по мощности в направлениях $\theta_t \ge 0$ и $\theta_r \ge 0$ относительно направлений максимумов излучений ($\theta_t = 0$, $\theta_r = 0$), при которых

$$F_t^2(\theta_t = 0) = G_t(0)/G_t = 1; \quad F_r^2(\theta_r = 0) = G_r(0)/G_r = 1. \tag{1.46}$$

$$P_r = P_t G_t G_r (\lambda_0^2 / 4\ \pi\ z_0)^2 W_{\Pi}^2 = P_t G_t G_r / L_0 L_{\Pi} = P_t G_t G_r / L_{\Sigma}. \tag{1.47}$$

В идеальном случае совпадения направлений максимумов ДН передающей и приемной антенны ССС ($\theta_t = \theta_r = 0$), когда их нормированные ДН равны единице (см. рисунок 1.1)

$$F_t(\theta_t = 0) = F_r(\theta_r = 0) = 1,$$

выражение (1.43) сводится к виду (1.23).

Мощность шума на входе ПРМ описывается выражением (1.27)

$$P_0 = N_0 \Delta F_0 = k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0. \tag{1.48}$$

В соответствии с (1.47, 1.48) условие обеспечения ПУ ССС имеет вид (1.29, 1.28):

$$h^2 = \frac{P_r}{P_0} B_s = \frac{P_t G_t G_r}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot \frac{B_s}{L_{\Sigma}} \ge h_{\text{доп}}^2, \qquad \frac{h^2}{h_{\text{доп}}^2} \ge 1, \tag{1.49}$$

$$\frac{P_r}{P_0} = \frac{P_t G_t G_r}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot \frac{1}{L_{\Sigma}} \ge \frac{h_{\text{доп}}^2}{B_s}. \tag{1.50}$$

По аналогии с (1.47–1.50) можно определить мощность сигнала ($P_{r\text{р}}$) и шума ($P_{0\text{р}}$) на входе ПРМ разведки, их отношение ($P_{r\text{р}}/P_{0\text{р}}$) и условие обеспечения скрытности ССС.

В соответствии с рисунком 1.1 мощность сигнала на входе ПРМ разведки определяется аналогично (1.43)

$$P_{r\text{р}} = \frac{P_t G_t(\theta_{t\text{р}}) G_{r\text{р}}(\theta_{r\text{р}}) \lambda_0^2 W_{\Pi\text{р}}^2}{(4\ \pi\ z_{\text{р}})^2} = \frac{P_t G_t F_t^2(\theta_{t\text{р}}) G_{r\text{р}} F_{r\text{р}}^2(\theta_{r\text{р}})}{L_{0\text{р}} L_{\Pi\text{р}}}, \qquad (1.51)$$

где

$$\begin{aligned} G_t(\theta_{t\text{р}}) &= G_t F_t^2(\theta_{t\text{р}}) < G_t; \\ F_t^2(\theta_{t\text{р}}) &= G_t(\theta_{t\text{р}}) / G_t < 1 \end{aligned} \qquad (1.52)$$

– коэффициенты усиления передающей антенны в направлении $\theta_{t\text{р}}$ на ПРМ разведки и значение ее нормированной ДН по мощности;

$$G_{r\text{р}}(\theta_{r\text{р}}) = G_{r\text{р}}(\theta_{\text{р}} = 0) F_{r\text{р}}^2(\theta_{r\text{р}}) = G_{r\text{р}} F_{r\text{р}}^2(\theta_{r\text{р}}) \le G_{r\text{р}},$$

$$F_{r\text{р}}^2(\theta_{r\text{р}}) = G_{r\text{р}}(\theta_{r\text{р}}) / G_{r\text{р}}(\theta_{r\text{р}} = 0) = G_{r\text{р}}(\theta_{r\text{р}}) / G_{r\text{р}} \le 1$$

– коэффициенты усиления антенны ПРМ разведки в произвольном направлении $G_{r\text{р}}(\theta_{r\text{р}} \ge 0)$ и ее нормированная ДН по мощности $F_{r\text{р}}^2(\theta_r \ge 0)$;

$$L_{0\text{р}} = 1 / W_{0\text{р}}^2 = 1 / (\lambda_0 / 4\ \pi\ z_{\text{р}})^2 = (4\ \pi\ z_{\text{р}} / \lambda_0)^2; \quad L_{\Pi\text{р}} = 1 / W_{\Pi\text{р}}^2 \qquad (1.53)$$

– потери передачи в свободном пространстве на расстоянии $z_{\text{р}}$ от ПРД ССС до ПРМ разведки и потери из-за поглощения ($L_{\Pi\text{р}}$) в среде до ПРМ разведки.

Если направление максимума ДН антенны ПРМ разведки точно совпадает с направлением на ПРД ССС, то $\theta_{r\text{р}} = 0$, значения

$$G_{r\text{р}}(\theta_{r\text{р}} = 0) = G_{r\text{р}}, \quad F_{r\text{р}}^2(\theta_{r\text{р}} = 0) = 1, \qquad (1.54)$$

и выражение (1.51) сводится к виду

$$P_{r\text{р}} = \frac{P_t G_t F_t^2(\theta_{t\text{р}}) G_{r\text{р}} \lambda_0^2 W_{\Pi\text{р}}^2}{(4\ \pi\ z_{\text{р}})^2} = \frac{P_t G_t F_t^2(\theta_{t\text{р}}) G_{r\text{р}}}{L_{0\text{р}} L_{\Pi\text{р}}}. \qquad (1.55)$$

Мощность шума (флуктуационной помехи типа белого гауссовского шума) на входе ПРМ разведки при известной ширине спектра сигнала (ΔF_0) и

выборе соответствующей ей полосы пропускания ($\Delta F_{0\text{р}} = \Delta F_0$) определяется согласно (1.27)

$$P_{0\text{р}} = N_{0\text{р}}\Delta F_{0\text{р}} = k_{\text{Б}}T_{\text{Эр}}\Delta F_{0\text{р}} = k_{\text{Б}}T_{\text{Эр}}\Delta F_0, \qquad (1.56)$$

где $N_{0\text{р}} = k_{\text{Б}}T_{\text{Эр}}$ – спектральная плотность мощности шума на входе ПРМ разведки; $T_{\text{Эр}}$ – эквивалентная шумовая температура ПРМ разведки.

В соответствии с (1.55) и (1.56) отношение мощности сигнала к мощности шума на входе ПРМ разведки определяется как

$$\frac{P_{r\text{р}}}{P_{0\text{р}}} = \frac{P_t G_t F_t^2(\theta_{t\text{р}}) G_{r\ \text{р}}}{k_{\text{Б}}T_{\text{Эр}}\Delta F_0} \cdot \frac{1}{L_{0\text{р}}L_{\text{Пр}}}. \qquad (1.57)$$

Согласно (1.57) условия (1.37, 1.39) обеспечения энергетической скрытности ССС будут иметь вид:

$$h^2_{\text{р}} = \frac{P_{r\text{р}}}{P_{0\text{р}}} B_s = \frac{P_t G_t F_t^2(\theta_{t\text{р}}) G_{r\text{р}}}{k_{\text{Б}}T_{\text{Эр}}\Delta F_0} \frac{B_s}{L_{0\text{р}}L_{\text{Пр}}} < h^2_{\text{доп р}}, \text{ или } \gamma_{\text{ЭС}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{р}}} > 1, \qquad (1.58)$$

$$\frac{P_{r\text{р}}}{P_{0\text{р}}} = \frac{P_t G_t F_t^2(\theta_{t\text{р}}) G_{r\text{р}}}{k_{\text{Б}}T_{\text{Эр}}\Delta F_0} \frac{1}{L_{0\text{р}}L_{\text{Пр}}} < \frac{h^2_{\text{доп}}}{B_s}. \qquad (1.59)$$

Согласно (1.58, 1.59) одним из широко известных [58, 59] способов обеспечения энергетической скрытности ССС является снижение мощности излучения ПРД (P_t). Это позволит уменьшить левую часть ($h^2_{\text{р}} \sim P_t$) неравенства (1.58): $h^2_{\text{р}} < h^2_{\text{доп р}}$. Однако снижение P_t обуславливает уменьшение отношения С/Ш на входе ПРМ ССС ($h^2 \sim P_t$) и опасность нарушения условия обеспечения ПУ ССС (1.49): $h^2 \geq h^2_{\text{доп}}$. Минимальное значение мощности ПРД ($P_t \sim h^2$) обеспечивается при использовании оптимальной схемы обработки сигнала в ПРМ [58, 59], т.к. в этой схеме допустимое значение $P_{\text{ош доп}}$ достигается при минимальном значении $h^2_{\text{доп}}$.

Таким образом, входящая в (1.57–1.59) мощность ПРД (P_t) ССС определяется из условия обеспечения ПУ ССС не хуже допустимой (1.49).

Анализ неравенства (1.49) показывает, что минимальное значение P_t выбирается при обеспечении равенства:

$$h^2 = \frac{P_r}{P_0} B_s = \frac{P_t G_t G_r}{k_Б T_Э \Delta F_0} \cdot \frac{B_s}{L_\Sigma} = \frac{P_t G_t G_r}{k_Б T_Э \Delta F_0} \cdot B_s \cdot \left(\frac{\lambda_0}{4\ \pi\ z_0} \right)^2 \frac{1}{L_П} = h^2_{доп},$$

$$\text{или} \quad h^2_{доп} \big/ h^2 = 1. \tag{1.60}$$

Из (1.60) с учетом (1.26, 1.25) получим выражение для минимального P_t

$$P_t = \frac{(h^2_{доп} \big/ B_s) k_Б T_Э \Delta F_0}{G_t G_r / L_\Sigma} = \frac{(h^2_{доп} \big/ B_s) k_Б T_Э \Delta F_0 L_П}{G_t G_r (\lambda_0 / 2\ \pi\ z_0)^2}. \tag{1.61}$$

Подстановка (1.61) в левую часть (1.58) позволяет с учетом (1.53) записать выражение для энергетического отношения сигнал/шум на входе ПРМ разведки как

$$h^2_р = \frac{P_{rр}}{P_{0р}} B_s = \frac{\dfrac{(h^2_{доп} \big/ B_s) k_Б T_Э \Delta F_0 L_П}{G_t G_r (\lambda_0 / 4\ \pi\ z_0)^2} G_t F_t^2(\theta_{tр}) G_{rр}}{k_Б T_{Эр} \Delta F_0} \cdot$$

$$\cdot B_s \left(\frac{\lambda_0}{4\ \pi\ z_р} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_{Пр}} = \frac{h^2_{доп} k_Б T_Э \Delta F_0 G_t F_t^2(\theta_{tр}) G_{rр} B_s (\lambda_0 / 4\ \pi\ z_р)^2 L_П}{B_s G_t G_r (\lambda_0 / 4\ \pi\ z_0)^2 L_{Пр} k_Б T_{Эр} \Delta F_0} = \tag{1.62}$$

$$= h^2_{доп} F_t^2(\theta_{tр}) \frac{G_{rр}}{G_r} \frac{z_0^2}{z_р^2} \frac{L_П}{L_{Пр}} \frac{T_Э}{T_{Эр}}.$$

В соответствии с (1.62) условие обеспечения энергетической скрытности ССС (1.58) при минимальной мощности ПРД, когда $h^2 = h^2_{доп}$, можно записать в виде

$$h^2_р = h^2_{доп} F_t^2(\theta_{tр}) \frac{G_{rр}}{G_r} \frac{z_0^2}{z_р^2} \frac{L_П}{L_{Пр}} \frac{T_Э}{T_{Эр}} < h^2_{доп\ р}, \tag{1.63}$$

или

$$\gamma_{ЭС} = \frac{h^2_{доп\ р}}{h^2_р} = \frac{h^2_{доп\ р}}{h^2_{доп}} \frac{1}{F_t^2(\theta_{t\ р})} \frac{G_r}{G_{r\ р}} \frac{z_р^2}{z_0^2} \frac{L_{Пр}}{L_П} \frac{T_{Эр}}{T_Э} > 1. \tag{1.64}$$

Анализ полученных условий (1.63, 1.64) обеспечения энергетической скрытности ССС в условиях осуществления радиоперехвата ПРМ разведки показывает наличие следующих путей практической реализации этих условий:

1) уменьшение нормированной ДН передающей антенны ССС ($F_t^2(\theta_{tp}) < 1$) в направлении на ПРМ разведки (θ_{tp});

2) увеличение коэффициента усиления приемной антенны ССС (G_r) по сравнению с антенной ПРМ разведки (G_{rp});

3) уменьшение дальности радиосвязи (z_0) по сравнению с дальностью разведки (z_p);

4) уменьшение потерь передачи из-за поглощения в радиолинии ССС ($L_П$) по сравнению с поглощением в радиолинии разведки ($L_{Пр}$);

5) уменьшение эквивалентной шумовой температуры приемной системы связи ($T_Э$) по сравнению с температурой приемной системы разведки ($T_{Эр}$);

6) уменьшение допустимого значения энергетического отношения С/Ш на входе ПРМ ССС ($h^2_{доп}$) по сравнению с ПРМ разведки ($h^2_{доп\,р}$).

Указанные выше пути выполнения условия обеспечения энергетической скрытности ССС (1.63, 1.64) в режиме радиоперехвата будут справедливыми и для режима обнаружения факта излучения (передачи сигнала) системой радиоразведки с помощью энергетического обнаружителя [12, 82]. Однако в последнем случае энергетическая скрытность дополнительно зависит от базы сигнала ($B_s = T_s \Delta F_0$) и будет возрастать пропорционально $\sqrt{B_s}$.

Если ПРМ разведки (радиоперехвата) имеет точно такие же шумовые характеристики, как и ПРМ ССС (т.е. $T_{Эр} = T_Э$) и использует такую же приемную антенну ($G_{rp} = G_r$), то условия (1.63, 1.64) сводятся к виду:

$$h^2_{\text{доп}} F_t^2(\theta_{\text{tp}}) \frac{z_0^2}{z_{\text{p}}^2} \frac{L_{\text{П}}}{L_{\text{Пр}}} < h^2_{\text{доп р}}, \tag{1.65}$$

$$\gamma_{\text{ЭС}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{р}}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{доп}}} \frac{1}{F_t^2(\theta_{\text{tp}})} \frac{z_{\text{p}}^2}{z_0^2} \frac{L_{\text{Пр}}}{L_{\text{П}}} > 1. \tag{1.66}$$

Если предъявляемые требования к допустимому качеству приема сигналов в ССС (т.е. $P_{\text{ош доп}} = \psi(h^2_{\text{доп}})$) и качеству радиоперехвата в системе радиоразведки (т.е. $P_{\text{ош доп р}} = \psi(h^2_{\text{доп р}})$) одинаковы (т.е. $P_{\text{ош доп р}} = P_{\text{ош доп}}$), то при одинаковых схемах обработки сигналов выполняется равенство $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}}$. Тогда условия (1.65, 1.66) принимают вид:

$$F_t^2(\theta_{\text{tp}}) \frac{z_0^2}{z_{\text{p}}^2} \frac{L_{\text{П}}}{L_{\text{Пр}}} < 1, \tag{1.67}$$

$$\gamma_{\text{ЭС}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{р}}} = \frac{1}{F_t^2(\theta_{\text{tp}})} \frac{z_{\text{p}}^2}{z_0^2} \frac{L_{\text{Пр}}}{L_{\text{П}}} > 1. \tag{1.68}$$

Анализ условий (1.65–1.68) показывает, что при использовании для радиоперехвата сообщений точно такого же ПРМ, что и в ССС (у которого $T_{\text{Эр}} = T_{\text{Э}}$, $N_{0\text{р}} = k_{\text{Б}} T_{\text{Эр}} = k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} = N_0$, $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}}$, $G_{r\text{р}} = G_r$) энергетическую скрытность последней можно обеспечить тремя путями (см. рисунок 1.1): 1) уменьшения характеристик направленности излучения передающей антенны в направлении ПРМ радиоперехвата $F_t^2(\theta_{\text{tp}})$; 2) ухудшения условий распространения радиоволн (РРВ) в РЛ перехвата по сравнению с РЛ ССС за счет увеличения потерь передачи в свободном пространстве $L_{0\text{р}} / L_0 = z_{\text{p}}^2 / z_0^2$ и 3) вследствие поглощения в среде $L_{\text{Пр}} / L_{\text{П}}$ распространения (например, ионосфере).

Проанализируем эти три очевидных пути повышения коэффициента энергетической скрытности ($\gamma_{\text{ЭС}}$) для случая модели [76] размещения передающих и приемных средств ССС при ведении радиоперехвата при

дальнем ($R_{р1} \geq 500$ км) и близком ($R_р \leq 10$ км) расстоянии ПРМ РПХ от ПРМ ССС (рисунок 1.2).

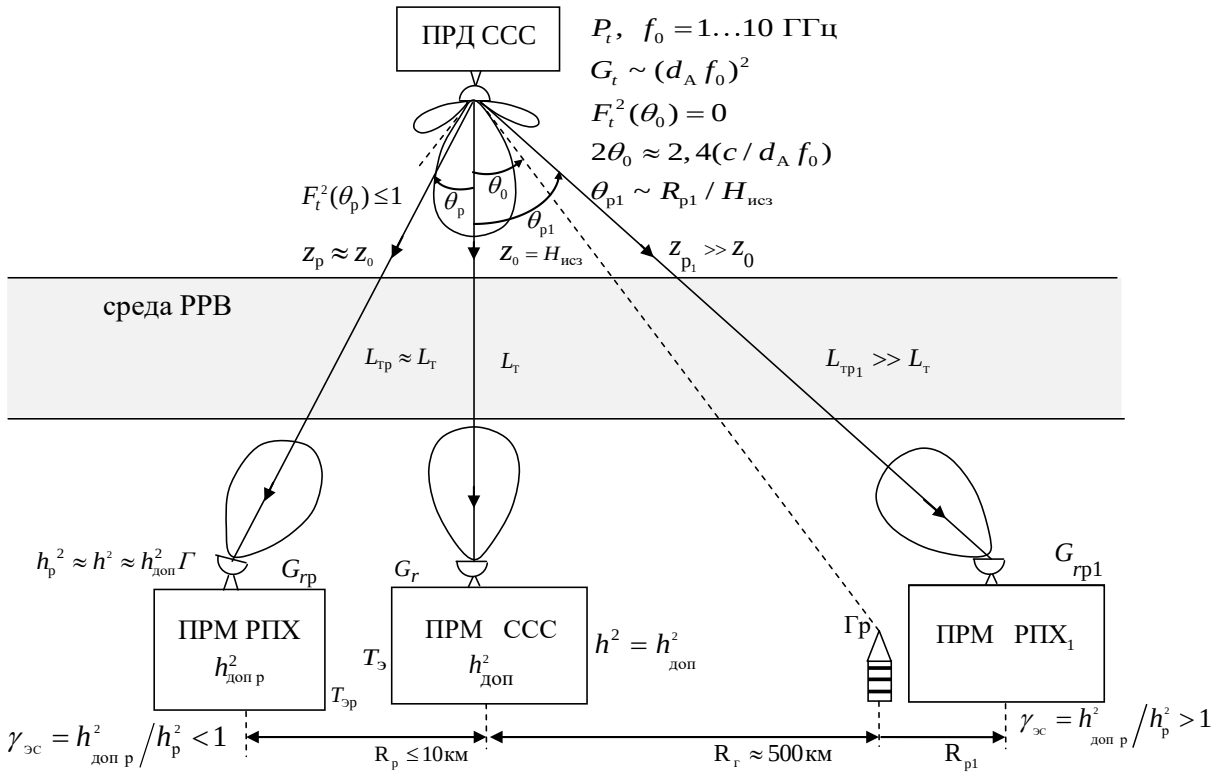


Рисунок 1.2 – Модель размещения средств ССС в радиолинии ИСЗ-земля при ведении РПХ на близком ($R_р \leq 10$ км) и дальнем ($R_{р1} \geq 500$ км) расстоянии от ПРМ ССС

Анализ рисунка 1.2 показывает, что условие (1.68) можно выполнить только при использовании бортовых антенн ИСЗ с полушириной диаграммы направленности (ДН) по уровню нулевого излучения ($\theta_0 \sim R_г / H_{ИСЗ}$) меньше угла обзора $\theta_{р1} \sim R_{р1} / H_{ИСЗ}$ приемника радиоперехвата (ПРМ $РПХ_1$), размещенного на большом удалении ($R_{р1}$) от ПРМ ССС, например, за границей (Гр) России (на расстоянии $R_г \approx 500$ км), т.е. на удалении $R_{р1} \geq R_г \approx 500$ км.

Данное соотношение ($\theta_0 \leq \theta_{р1}$) легче реализовать для ИСЗ с низкими орбитами ($z_0 = H_{ИСЗ} = 700...1500$ км). Так, при $R_р \approx 500$ км низкоорбитальном

ИСЗ ($H_{\text{ИСЗ}} = 700$ км) полуширина ДН бортовой антенны ($\theta_0 \sim R_{\text{т}}/H_{\text{ИСЗ}}$) должна быть $\theta_0 \approx 35^\circ$, что с учетом выражения $\theta_0 \approx 1,2(c/f_0 d_A)$ легко реализовать на $f_0 = 1$ГГц при диаметре антенны $d_A = 0,6$ м. При высокоорбитальном ИСЗ ($H_{\text{ИСЗ}} = 40000$ км) полуширина ДН бортовой антенны должна быть $\theta_0 \approx 0,7^\circ$, что можно реализовать только при диаметре антенны $d_A = 30$ м. Кроме того, при низкоорбитальном ИСЗ ($H_{\text{ИСЗ}} = 700$ км) можно достичь существенного уменьшения дальности связи по сравнению с дальностью разведки ($z_{\text{р}}/z_0 > 1$) и потерь передачи из-за поглощения на трассе ССС ($L_{\text{П}}$) по сравнению с трассой РПХ$_1$ ($L_{\text{Пр}}/L_0 > 1$).В соответствии с рисунком 1.2, при $\theta_{\text{р1}} \geq \theta_0$ сигнал от антенны ИСЗ к ПРМ РПХ$_1$ будет приходить с направления нулевого излучения или боковых лепестков, что обеспечивает величину нормированной ДН $F_t^2(\theta_{\text{р1}}) \approx 0 \ldots 0,1$.

Отсюда можно сделать следующий вывод: при размещении ПРМ РПХ$_1$ на большом ($R_{\text{р1}} \geq R_{\text{р}} \approx 500$ км) расстоянии от ПРМ ССС и одинаковых их характеристиках ($G_r/G_{r\text{р}} = 1; G_{\text{Э}}/G_{\text{Эр}} = 1;\ h^2_{\text{доп}}/h^2_{\text{доп р}} = 1$) можно обеспечить высокую энергетическую скрытность (1.68)

$$\gamma_{\text{ЭС}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{р}}} \approx \frac{1}{F_t^2(\theta_{\text{р}})} \frac{z^2_{\text{р}}}{z_0^2} \frac{L_{\text{пр}}}{L_{\text{п}} \Gamma} >> 1, \qquad (1.68\text{а})$$

за счет применения ИСЗ с низкой орбитой ($H_{\text{ИСЗ}} = 700 \ldots 1500$ км) и антенной, у которой полуширина диаграммы направленности которой по уровню нулевого излучения будет меньше угла обзора зоны разведки ($\theta_0 < \theta_{\text{р1}} \sim R_{\text{р1}}/H_{\text{ИСЗ}}$).

Теперь проанализируем три указанных пути повышения коэффициента энергетической скрытности ($\gamma_{\text{ЭС}}$) для неблагоприятного случая модели размещения передающих и приемных средств низкоорбитальной ССС при размещении ПРМ РПХ на близком ($R_{\text{р}} \leq 10$ км) расстоянии от наземного ПРМ ССС (рисунок 1.2а).

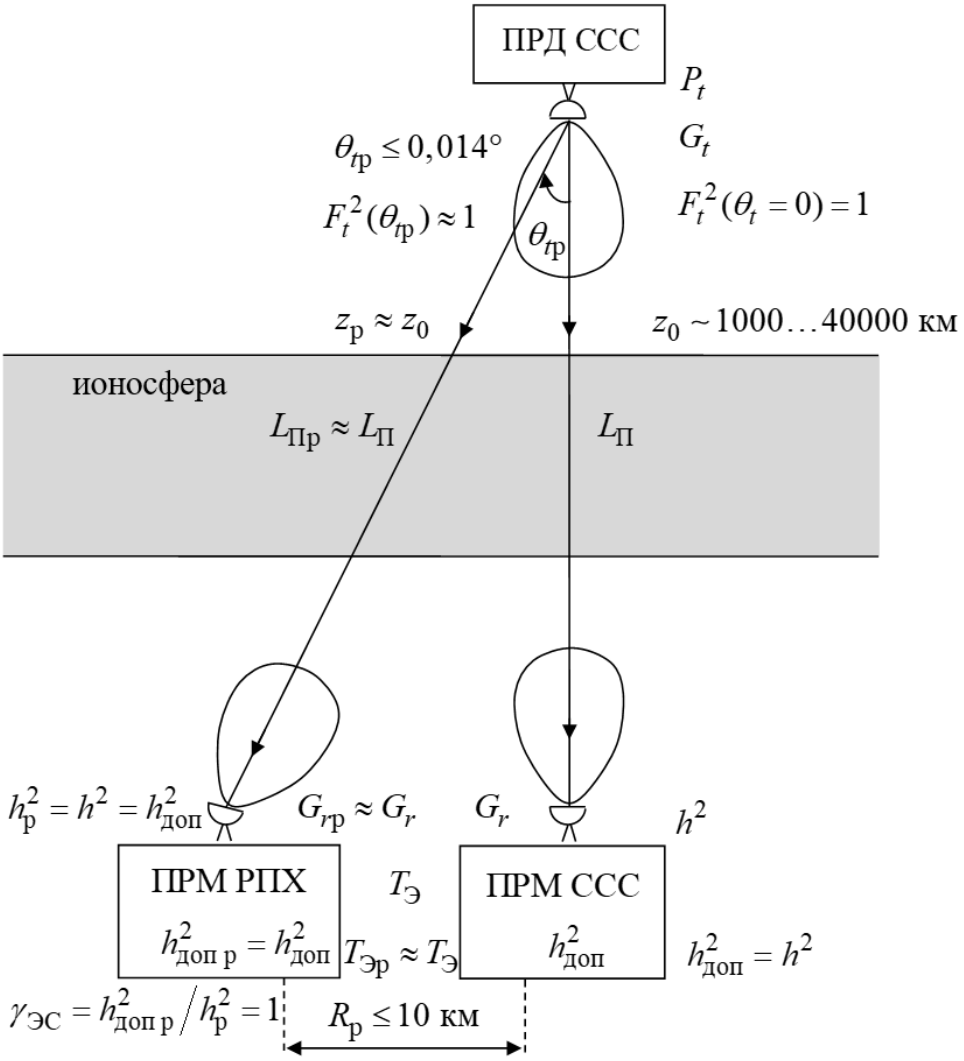


Рисунок 1.2а – Неблагоприятная модель размещения радиосредств ССС и приемника радиоперехвата (на удалении $R_р \le 10$ км)

При расстояниях до искусственных спутников Земли (ИСЗ), или космических аппаратов (КА) ССС от $z_0 \sim 1000$ км (для низких орбит) до $z_0 \sim 40000$ км (на высокоэллиптических и геостационарных орбитах) удаление ПРМ радиоперехвата от ПРМ ССС на дальность $R_р \le 10$ км обеспечивает отклонение направления перехватываемого излучения на угол

$$\theta_{tp} = arctg(R_р / z_0) = 0,57^\circ ... 0,014^\circ. \quad (1.69)$$

При столь малых значениях угла θ_{tp} ширина величина нормированной ДН передающей антенны с шириной $\Delta\theta_{0,5} \sim 10^\circ$ согласно [81] составляет

$$F_t^2(\theta_{t\text{р}}) = \exp[-2,76(\theta_{t\text{р}}/\Delta\theta_{0,5})^2] = 0,99...0,996.$$

В соответствии с (1.69) расстояние до ПРМ радиоперехвата при $\theta_{t\text{р}} = 0,57^\circ...0,014^\circ$ возрастает по сравнению с $z_0 = 1000...40000$ км очень мало

$$z_\text{р} = z_0/\cos\ \theta_{t\text{р}} = 1000,05...40000,0012 \text{ км} \approx z_0.$$

Поэтому можно считать, что и потери из-за поглощения в среде РЛ перехвата (например, ионосфере) практически не изменятся по сравнению с потерями в РЛ ССС: $L_{\Pi\text{р}} \approx L_\Pi$.

Полученные результаты анализа модели (рисунок 1.2) размещения ПРМ радиоперехвата вблизи ПРМ ССС ($R_\text{р} \le 10$ км) показывают, что даже в худшем случае применения низкоорбитальных ИСЗ ($z_0 \sim 1000$ км) будем иметь:

$$F_t^2(\theta_{t\text{р}}) \approx 1; \quad z_\text{р}^2/z_0 = L_{0\text{р}}/L_0 \approx 1; \quad L_{\Pi\text{р}}/L_\Pi \approx 1. \qquad (1.70)$$

Тогда условия (1.65, 1.66) обеспечения энергетической скрытности ССС (в том числе низкоорбитальных) при ведении радиоперехвата с помощью близко размещенного ПРМ радиоразведки сводятся к самому простому виду

$$h_\text{р}^2 = h_\text{доп}^2 < h_{\text{доп р}}^2, \quad \text{или } \gamma_\text{ЭС} = \frac{h_{\text{доп р}}^2}{h_\text{р}^2} = \frac{h_{\text{доп р}}^2}{h_\text{доп}^2} > 1. \qquad (1.71)$$

Анализ возможности выполнения условия (1.71) требует знания следующих функциональных зависимостей:

$$P_\text{ош} = \psi(h^2); \quad h_\text{доп}^2 = \psi^{-1}(P_{\text{ош доп}}); \qquad (1.72), (1.73)$$

$$P_{\text{ош р}} = \psi(h_\text{р}^2); \quad h_{\text{доп р}}^2 = \psi^{-1}(P_{\text{ош доп р}}). \qquad (1.74), (1.75)$$

Условие (1.71) обеспечения скрытности ССС можно выполнить, если требования к качеству ПРМ радиоперехвата (РПХ) ниже, чем к качеству ПРМ ССС: $P_{\text{ош доп р}} > P_{\text{ош доп}}$.

Если требования к качеству ПРМ РПХ такие же, как к качеству ПРМ ССС $P_{\text{ош доп р}} = P_{\text{ош доп}}$, то при одинаковой схеме обработки (т.е. одинаковой

функциональной зависимости ψ между $P_{\text{ош}}$ и h^2, а также между $P_{\text{ош р}}$ и $h^2_{\text{р}}$) можно достичь выполнения равенств $h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп}} = h^2_{\text{доп р}}$, или $h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{доп}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = \gamma_{\text{ЭС}} = 1$, но нельзя выполнить неравенство (1.71) $h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп}} < h^2_{\text{доп р}}$, или $h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = \gamma_{\text{ЭС}} > 1$.

Таким образом, можно сделать очевидный вывод: если ПРМ РПХ расположен близко от ПРМ ССС и имеет точно такую же приемную антенну (т.е. $G_{r\text{р}} = G_r$), высокочастотную часть (т.е. $T_{\text{Э}} = T_{\text{Эр}}$) и схему обработки (т.е. $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}}$), то обеспечить энергетическую скрытность (а, следовательно, и помехозащищенность) ССС нельзя [129, 130].

В общем случае в ПРМ РПХ и ПРМ ССС могут применять не только различные схем обработки сигналов (при которых $h^2_{\text{доп р}} \neq h^2_{\text{доп}}$), но и различные высокочастотные части (обуславливающих $T_{\text{Эр}} \neq T_{\text{Э}}$) и приемные антенны (т.е. $G_{r\text{р}} \neq G_r$). Тогда общее условие (1.64) обеспечения энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ РПХ (т.е. выполнении равенств (1.70): $F_t^2(\theta_{t\text{р}}) \approx 1$, $z^2_{\text{р}} \big/ z^2_0 \approx 1$, $L_{\text{Пр}} \big/ L_{\text{р}} \approx 1$) сводится к виду

$$\gamma_{\text{ЭС}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{р}}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{доп}}} \frac{G_r}{G_{r\text{р}}} \frac{T_{\text{Эр}}}{T_{\text{Э}}} > 1. \qquad (1.76)$$

Заметим, что при одинаковых схемах обработки (т.е. $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}}$) и близком размещении (1.70) ПРМ РПХ от ПРМ ССС условие (1.64, 1.76) обеспечения энергетической скрытности ССС сводится к видам:

$$\gamma_{\text{ЭС}} = G_r \big/ G_{r\text{р}} > 1 \quad (\text{при } T_{\text{Эр}} = T_{\text{Э}}); \quad \gamma_{\text{ЭС}} = T_{\text{Эр}} \big/ T_{\text{Э}} > 1 \quad (\text{при } G_{r\text{р}} = G_r). \qquad (1.77)$$

Заметим, что обычно [14] при анализе коэффициента энергетической скрытности $\gamma_{\text{ЭС}}$ полагают $T_{\text{Эр}} \big/ T_{\text{Э}} \approx 1$ и $G_r \big/ G_{r\text{р}} \approx 1$. Это обусловлено тем, что выполнение условий (1.77) обеспечения энергетической скрытности за счет

улучшения шумовых характеристик в части ПРМ (т.е. $T_{\text{Эр}}/T_{\text{Э}} > 1$) или коэффициента усиления приемной антенны ($G_r/G_{r\text{р}} > 1$) достигается за счет очень больших затрат. Что касается отношения $h^2_{\text{доп р}}/h^2_{\text{доп}}$, то его значение согласно [14] может удовлетворять условиям $h^2_{\text{доп р}}/h^2_{\text{доп}} < 1$. При этом пути выполнения условия (1.17) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}}/h^2_{\text{доп}} > 1$ в [14] не указаны. Более того в задачах радиоперехвата (решаемых после обнаружения сигналов и измерения их параметров) можно определить и использовать наилучшую схему обработки и достичь равенства $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}}$ (т.е. $\gamma_{\text{ЭС}} = 1$). Однако пути выполнения условия (1.71) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}}/h^2_{\text{доп}} > 1$ за счет повышения эффективности схемы обработки сигналов в ПРМ ССС по сравнению с используемой в ПРМ РПХ (т.е $h^2_{\text{доп}} < h^2_{\text{доп р}}$) пока не известны.

Отсюда следует целесообразность выбора в качестве объекта исследования ССС на участке ИСЗ-земная станция при размещении ПРМ радиоперехвата вблизи ПРМ ССС, описываемые моделью рис. 1.2. Тогда практическая актуальность (противоречие в практике) исследований заключается в том, что пути повышения энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ РПХ (1.76) за счет совершенствования приемной антенны ($G_r/G_{r\text{р}} > 1$) и ВЧ-части ПРМ ($T_{\text{Эр}}/T_{\text{Э}} > 1$) затратны, а за счет повышения эффективности схемы обработки сигналов ($h^2_{\text{доп р}}/h^2_{\text{доп}} > 1$) – неизвестны.

Поэтому целью исследований является разработка практических рекомендаций по повышению энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ РПХ.

1.3 Методика системного анализа проблемы обеспечения энергетической скрытности ССС при близком размещении приемника радиоперехвата

Анализ условия обеспечения энергетической скрытности ССС (1.64) при близко расположенном ПРМ РПХ, когда выполняются равенства (1.70), и (1.64) сводится к виду (1.76), указывает на наличие трех альтернативных путей:

1) увеличение коэффициента усиления приемной антенны ССС, определяемого как [8, 52, 107, 121, 134], $G_r \approx 0{,}54(\pi d_{\text{А}}/\lambda_0)^2$, по сравнению с антенной РПХ ($G_{r\text{р}}$). Этот путь является затратным, поскольку предполагает существенное увеличение размеров антенны (т.е. $G_r \sim d_{\text{А}}^2$);

2) уменьшение шумовой температуры приемной системы ССС ($T_{\text{Э}}$) по сравнению с РПХ ($T_{\text{Эр}}$). Путь согласно [52, 66, 107, 132–134] также является затратным, если температура определяется шумами ПРМ ССС ($T_{\text{Э}} \approx T_{\text{прм}}$), и малоэффективным, если она определяется яркостной температурой внешних шумов ($T_{\text{Э}} \approx T_{\text{я}}$);

3) применение в ПРМ ССС схемы обработки, для которой допустимое входное отношение сигнал/шум (С/Ш) потребуется меньше, чем в ПРМ РПХ (1.71)

$h_{\text{р}}^2 = h_{\text{доп}}^2 < h_{\text{доп р}}^2$ или $h_{\text{доп р}}^2 / h_{\text{р}}^2 = \gamma_{\text{ЭС}} > 1$ (при $P_{\text{ош доп}} = P_{\text{ош доп р}}$).

Напомним, что при одинаковых схемах обработки сигналов ($h_{\text{доп}}^2 = h_{\text{доп р}}^2$) в близко расположенных ПРМ ССС и ПРМ РПХ, когда справедливы равенства (1.70), условие (1.64) обеспечения энергетической скрытности ССС при использовании 1-го или 2-го путей сводится к видам (1.77)

$$\gamma_{\text{ЭС}} = G_r / G_{r\text{р}} > 1; \quad \gamma_{\text{ЭС}} = T_{\text{Эр}} / T_{\text{Э}} > 1.$$

Можно предположить, что выполнение этих условий, требующих совершенствования приемной антенны и высокочастотной части ПРМ ССС по сравнению с ПРМ РПХ, вызовет необходимость более высоких затрат, чем выполнение условия (1.71) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{доп}} > 1,$ требующего совершенствования низкочастотной схемы обработки сигналов в наземном ПРМ ССС по сравнению с ПРМ РПХ.

Тогда возникает вопрос: как выполнить условие (1.71), если в ПРМ РПХ (как и в ПРМ ССС) известны все параметры сигнала на входе схемы обработки (вид модуляции, ансамбль, T_s, ΔF_0, f_0 и т.д.), за исключением информационного параметра? Поэтому в ПРМ РПХ (как и в ПРМ ССС) можно использовать оптимальную (когерентную или некогерентную) схему обработки и обеспечить одинаковые зависимости $P_{\text{ош р}} = \psi_i(h^2_{\text{р}}) = P_{\text{ош}} = \psi_i(h^2)$ и значения $h^2_{\text{доп р}} = \psi_i^{-1}(P_{\text{ош доп р}}) = h^2_{\text{доп}} = \psi_i^{-1}(P_{\text{ош доп}})$.

Поскольку из трех указанных выше путей разрешения противоречия в практике ни один не является очевидным, то данное противоречие представляет собой проблему [44].

Таким образом, в настоящее время существует актуальная практическая проблема обеспечения энергетической скрытности ССС при близком $(R_{\text{р}} < 10$ км$)$ размещении ПРМ РПХ от наземного ПРМ ССС.

Подобного рода проблемы относятся к группе слабоструктурированных проблем [104], а для их решения разработаны методы системного анализа [9, 44, 104].

Особенностью слабоструктурированной проблемы является то, что состав ее элементов известен неполностью и поэтому для ее разрешения используют не только формальные (математические, количественные) методы, но и неформальные (эвристические, качественные).

Сформулированная выше проблема относится к группе слабоструктурированных потому, что для выполнения условия обеспечения

энергетической скрытности ССС вида (1.71) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{доп}} > 1$ необходимо вынудить несанкционированного пользователя применять в ПРМ РПХ менее эффективную по сравнению с ПРМ ССС схему обработки (для которой $h^2_{\text{доп р}} > h^2_{\text{доп}}$). Очевидно, что для отыскания способа принуждения к применению в ПРМ РПХ неэффективной схемы обработки необходимо использовать неформальные, эвристические подходы и соображения здравого смысла, а не формальный математический аппарат.

По определению [9] системный анализ – дисциплина, занимающаяся проблемами принятия решений в условиях, когда выбор альтернативы требует анализа сложной информации различной физической природы.

В приложении к сформулированной проблеме проведение системного анализа позволит принять обоснованное решение в пользу выбора, например, 3-й альтернативы обеспечения энергетической скрытности ССС (т.е. $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} > 1$) на основе анализа информации различной физической природы о параметрах $h^2_{\text{доп р}}$ и $h^2_{\text{р}}$, зависящих от характеристик передаваемых сигналов, антенн, параметров среды, условий распространения радиоволн (РРВ), типа модели радиоканала, схемы обработки сигналов и т.д.

Системный анализ указывает принципиально необходимую совокупность взаимосвязанных этапов, которая в самых общих чертах включает [9, 44, 104]:

1) анализ структуры системы и построение ее модели;
2) выявление проблемы;
3) постановку цели;
4) выбор критерия;
5) генерирование альтернатив;
6) оценку альтернатив и выбор решения;
7) постановку задачи принятия решения;
8) реализацию решения.

Главное предназначение системного анализа состоит в том, чтобы перевести проблему в задачу принятия решения. Для этого желательно получить выражение вида $Q = f(\chi)$, связывающее цель (Q) со средствами (χ) ее достижения [44]. Для перевода проблемы в задачу принятия решения (т.е. перевода этапа 2 в этап 7) необходимо иметь какую-то методику системного анализа. Ее основными особенностями являются сочетание формальных (математических) и эвристических методов, а также отсутствие строгой последовательности приведенных этапов и их многосвязность. По этим причинам универсальной методики системного анализа не существует и в каждой предметной области приходится разрабатывать свои методики [44].

Для разработки методики системного анализа проблемы обеспечения энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ РПХ необходимо учесть следующие обстоятельства.

1. Первый этап методики – выявление сформулированной выше проблемы – можно считать разработанным в п. 1.1 и 1.2, посвященных анализу основных показателей качества ССС и обоснованию модели структуры построения ССС при близком размещении ПРМ РПХ (рис. 1.2).

2. Второй этап методики – постановка цели исследований – сформулирована выше как разработка практических рекомендаций по повышению энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ РПХ.

3. Третий этап – выбора критерия – фактически осуществлен в п. 1.2. В качестве критерия (т.е. характеристики, на основе которой происходит сравнение альтернатив в [9, 104]) целесообразно выбрать коэффициент энергетической скрытности (1.41, 1.42) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} > 1$.

4. Четвертый этап – генерирование альтернатив – проведен в начале п. 1.3. Он заключался в обосновании 3-х возможных путей

достижения цели, т.е. выполнения условия обеспечения энергетической скрытности ССС (1.64) за счет реализаций условий (1.76): 1) увеличения коэффициента усиления приемной антенны (1.77); 2) уменьшения шумовой температуры приемника (1.77); 3) повышения эффективности схемы обработки (1.71):

$$\gamma_{\text{эс}} = G_r / G_{r\text{р}} > 1;\ \gamma_{\text{э}} = T_{\text{эр}} / T_{\text{э}} > 1;\ \gamma_{\text{эс}} = h^2_{\text{доп р}} / h^2_{\text{доп}} > 1.$$

После определения возможных путей достижения цели необходимо конкретизировать способы их реализации.

Как указывалось выше, для увеличения коэффициента усиления приемной (параболической) антенны ССС $G_r \approx 0{,}5(\pi d_{\text{А}} / \lambda_0)^2$ по сравнению с коэффициентом усиления антенны ПРМ РПХ $G_{r\text{р}} \approx 0{,}5(\pi d_{\text{АР}} / \lambda_0)^2$ необходимо увеличить диаметр антенны ССС по сравнению с антенной радиоперехватчика ($d_{\text{А}} > d_{\text{АР}}$), что обеспечит $\gamma_{\text{ЭС}} = G_r / G_{r\text{р}} = (d_{\text{А}} / d_{\text{АР}})^2 > 1.$

Для уменьшения эквивалентной шумовой температуры приемной системы ССС, определяемой как [43, 107, 123, 134] $T_{\text{Э}} \approx T_{\text{ПРМ}} + T_{\text{А}}$, по сравнению с приемной системой РПХ $T_{\text{Эр}} \approx T_{\text{ПРМ р}} + T_{\text{А}}$, необходимо снижать шумовую температуру ПРМ ССС по сравнению с ПРМ РПХ ($T_{\text{ПРМ}} < T_{\text{ПРМ р}}$), поскольку шумовые температуры антенн одинаковы: $T_{\text{А}} = const$. Для снижения шумовой температуры ПРМ ССС относительно ПРМ РПХ и обеспечения

$$\gamma_{\text{ЭС}} = T_{\text{Эр}} / T_{\text{Э}} \approx (T_{\text{ПРМ р}} + T_{\text{А}}) / (T_{\text{ПРМ}} + T_{\text{А}}) > 1$$

надо применять малошумящие усилители с меньшим коэффициентом шума (например, охлаждаемые параметрические усилители вместо неохлаждаемых).

Если ПРМ ССС и ПРМ РПХ имеют одинаковые шумовые температуры ($T_{\text{Э}} = T_{\text{Эр}}$) и используют антенны с одинаковыми коэффициентом усиления ($G_r = G_{r\text{р}}$), то в соответствии с (1.71) единственным способом обеспечения скрытности ССС при близко расположенном ПРМ радиоперехвата является

создание каких-то таких особых условий их функционирования, при которых для достижения допустимого качества приема ($P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$) допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ перехвата ($h^2_{\text{доп р}}$) потребуется больше, чем реально обеспечиваемое отношение С/Ш на входе этого ПРМ ($h^2_{\text{доп р}} > h^2_{\text{р}}$) и близко расположенного ПРМ ССС ($h^2_{\text{р}} = h^2 = h^2_{\text{доп}}$).

Суть предлагаемого эвристического способа выполнения условия (1.71) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{доп}} > 1$ заключается в том, чтобы изменить тип модели спутникового радиоканала на более сложный (например, с многолучевостью и замираниями) и одновременно применить более сложную схему обработки сигналов в ПРМ ССС (например, разнесенного приема на несколько антенн) по сравнению с используемой в ПРМ РПХ (вынужденного использовать прием на одну антенну из-за ограничений на их массогабаритные характеристики). Тогда изменятся функциональные зависимости ($\psi_i \neq \psi_j$) между $P_{\text{ош}}$, $P_{\text{ош р}}$ и отношениями С/Ш на входе приемников (т.к. $P_{\text{ош}} = \psi_i(h^2)$ и $P_{\text{ош р}} = \psi_j(h^2_{\text{р}})$) и при одинаковых допустимых значениях $P_{\text{ош доп}} = P_{\text{ош доп р}} = 10^{-5}$ принципиально возможным станет выполнение искомого неравенства (1.71)

$$h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп}} = \psi_i^{-1}(P_{\text{ош доп}}) < h^2_{\text{доп р}} = \psi_j^{-1}(P_{\text{ош доп р}}) \,. \qquad (1.78)$$

5. Пятый этап разрабатываемой методики – оценка альтернатив и выбор решения – предполагает использование традиционного [9, 104] критериального подхода. Он состоит в оценке каждой альтернативы значением выбранного критерия и выбором той альтернативы, которая обладает наибольшим значением критерия.

В приложении к рассматриваемой проблеме условие (1.76) обеспечения энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ РПХ (1.70) можно записать в виде произведения трех ($i = 1...3$) альтернатив (A_i)

$$\gamma_{\text{ЭС}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{р}}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{доп}}} \frac{G_r}{G_{r\text{р}}} \frac{T_{\text{Эр}}}{T_{\text{Э}}} = A_1 A_2 A_3 = \prod_{i=1}^{3} A_i > 1, \qquad (1.78\text{а})$$

или в виде трех альтернативных условий с ограничениями (1.77, 1.71):

$$\gamma_{\text{ЭС}}(A_1) = G_r / G_{r\text{р}} > 1 \quad (\text{при } T_{\text{Эр}} = T_{\text{Э}},\ h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}});$$

$$\gamma_{\text{ЭС}}(A_2) = T_{\text{Эр}} / T_{\text{Э}} > 1 \quad (\text{при } G_{r\text{р}} = G_r,\ h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}});$$

$$\gamma_{\text{ЭС}}(A_3) = h^2_{\text{доп р}} / h^2_{\text{доп}} > 1 \quad (\text{при } G_{r\text{р}} = G_r,\ T_{\text{Эр}} = T_{\text{Э}}).$$

В соответствии с критериальным подходом наилучшей альтернативой A_m из трех возможных $A_i\,(i = 1...3)$ является та, которая обеспечивает наибольшее значение критерия (т.е. $\gamma_{\text{эс}}$)

$$\gamma_{\text{эс}}(A_m) > \gamma_{\text{эс}}(A_i), \quad \text{где } m \neq i \quad (i = 1...3).$$

Как показано на 4 этапе методики, оценка достижимого значения коэффициента энергетической скрытности ($\gamma_{\text{ЭС}}$) за счет относительного увеличения коэффициента усиления приемной антенны ССС $\gamma_{\text{эс}}(A_1) = G_r / G_{r\text{р}} = (d_{\text{А}} > d_{\text{АР}})^2 > 1$ и уменьшения шумовой температуры приемной системы $\gamma_{\text{эс}}(A_2) = T_{\text{эр}} / T_{\text{Э}} > 1$ осуществляется достаточно просто. Значительно сложнее оценить достижимое значение коэффициента энергетической скрытности ССС за счет повышения эффективности применяемой схемы обработки сигналов в ПРМ ССС по сравнению с ПРМ РПХ (1.71) $\gamma_{\text{эс}}(A_3) = h^2_{\text{доп р}} / h^2_{\text{доп}} > 1$.

Анализ достижимых значений коэффициента энергетической скрытности ССС ($\gamma_{\text{эс}} = h^2_{\text{доп р}} / h^2_{\text{доп}} > 1$) при близком расположении ПРМ РПХ за счет различия применяемых схем обработки показывает следующее.

1) При использовании в ССС традиционного диапазона несущих частот $f_0 = 1\ldots10$ ГГц канал связи (КС) описывается моделью с полностью известными параметрами (без замираний при слабом поглощении радиоволн) [43, 80, 86, 107, 133]. Для такой модели КС и, например, некогерентной схемы обработки ортогональных сигналов

(частотной телеграфии (ЧТ)) функциональная зависимость ψ и значение $h^2_{\text{доп}}$ при $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ имеют вид [1, 18, 47, 51, 90, 93, 96, 105, 114, 119, 131]:

$$P_{\text{ош}} = \psi(h^2) = 0{,}5\exp\,(\,-\,0{,}5h^2)\,, \tag{1.79}$$

$$h^2_{\text{доп}} = -2\ln\,(2P_{\text{ош доп}}) \approx 13 \text{ дБ}\,. \tag{1.80}$$

2) Важно отметить, что несущие частоты в диапазоне $f_0 = 30\ldots100$ МГц (т.е. $\lambda_0 = 3...10$ м) проходят через ионосферу и в принципе могут использоваться в ССС [43, 52, 130]. Однако на практике такие пониженные частоты не нашли применение в ССС из-за значительных потерь на поглощение $L_{\text{П}}(f_0 = 30\ldots100 \text{ МГц}) = 2...10$ дБ [56, 101, 133] и, главным образом, из-за появления рассеяния радиоволн на неоднородностях ионосферы, многолучевости и интерференционных быстрых замираний принимаемого сигнала [43]. Если в ССС использовать сигналы с несущей частотой $f_0 \approx 30$ МГц (граничащей с диапазоном КВ), то принимаемые сигналы будут подвержены замираниям рэлеевского типа. Тогда для случая модели спутникового КС с рэлеевскими замираниями и применения некогерентной схемы обработки сигналов ЧТ существенно изменятся по сравнению с (1.79, 1.80) как функциональная зависимость (ψ_1) между $P_{\text{ош}}$ и h^2, так и значение $h^2_{\text{доп}}$ при $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ [47 – 49, 80, 90, 96, 112, 119]

$$P_{\text{ош}} = \psi_1(\overline{h^2}) = 1/(2 + \overline{h^2}) \approx 1/\overline{h^2}\,, \tag{1.81}$$

$$h^2_{\text{доп1}} = P^{-1}_{\text{ош доп}} - 2 \approx P^{-1}_{\text{ош доп}} \approx 50 \text{ дБ}\,, \tag{1.82}$$

где

$$\overline{h^2} = \overline{E_r}/N_0 = E_r/N_0 = h^2\,. \tag{1.82а}$$

– отношение средней энергии принимаемого в КС с быстрыми замираниями сигнала ($\overline{E_r}$) и к спектральной плотности мощности шума (N_0), равное отношению энергии принимаемого сигнала в КС без замираний (E_r) к N_0.

3) Если в ССС использовать пониженные частоты $f_0 \approx 30$ МГц, обуславливающие возникновение быстрых замираний принимаемого сигнала рэлеевского типа, и схему пространственно-разнесенного приема на несколько (n) антенн, то произойдет существенное изменение по сравнению с (1.81, 1.82) как функциональной зависимости (ψ_2) между $P_{\text{ош}}$ и h^2, так и значения $h^2_{\text{доп}}$ [7, 80, 90, 119]:

$$P_{\text{ош}} = \psi_2(h^2) = C^n_{2n-1} \Big/ (\overline{h^2})^n \ , \tag{1.83}$$

$$h^2_{\text{доп}\,n} = (C^n_{2n-1} P^{-1}_{\text{ош}})^{1/n} \approx 16 \text{ дБ (при } n = 4). \tag{1.84}$$

Заметим, что при использовании одиночного приема ($n = 1$) выражения (1.83, 1.84) сводятся к виду (1.81, 1.82).

Важно заметить, что во всех выражениях для $P_{\text{ош}}$ (при отсутствии быстрых замираний (1.79), при рэлеевских замираниях и одиночном приеме (1.81), при рэлеевских замираниях и пространственно-разнесенном приеме (1.83)) реальное отношение С/Ш определяется по одной формуле (1.29)

$$h^2 = \overline{h^2} = \frac{P_t G_t G_r B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0 L_{\Sigma}} = \frac{P_t G_t G_r T_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} L_0 L_{\text{П}}} = \frac{P_t G_t G_r T_s W_0^2 W_{\text{П}}^2}{N_0}. \tag{1.85}$$

Сравнительный анализ выражений (1.79, 1.81, 1.83) и построенных по ним графиков зависимостей $P_{\text{ош}} = \psi_i(h^2)$ на рисунке 1.3 показывает, что при использовании в ССС пониженных частот $f_0 = 30 \ldots 100$ МГц и появлении рэлеевских замираний принимаемых сигналов для достижения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ в ПРМ РПХ со схемой некогерентной обработки и одиночной антенной ($n = 1$) потребуется обеспечить входное отношение С/Ш $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}\,1} \approx 50$ дБ, а в ПРМ ССС со схемой некогерентной обработки и пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны – всего $h^2_{\text{доп}\,4} \approx 16$ дБ.

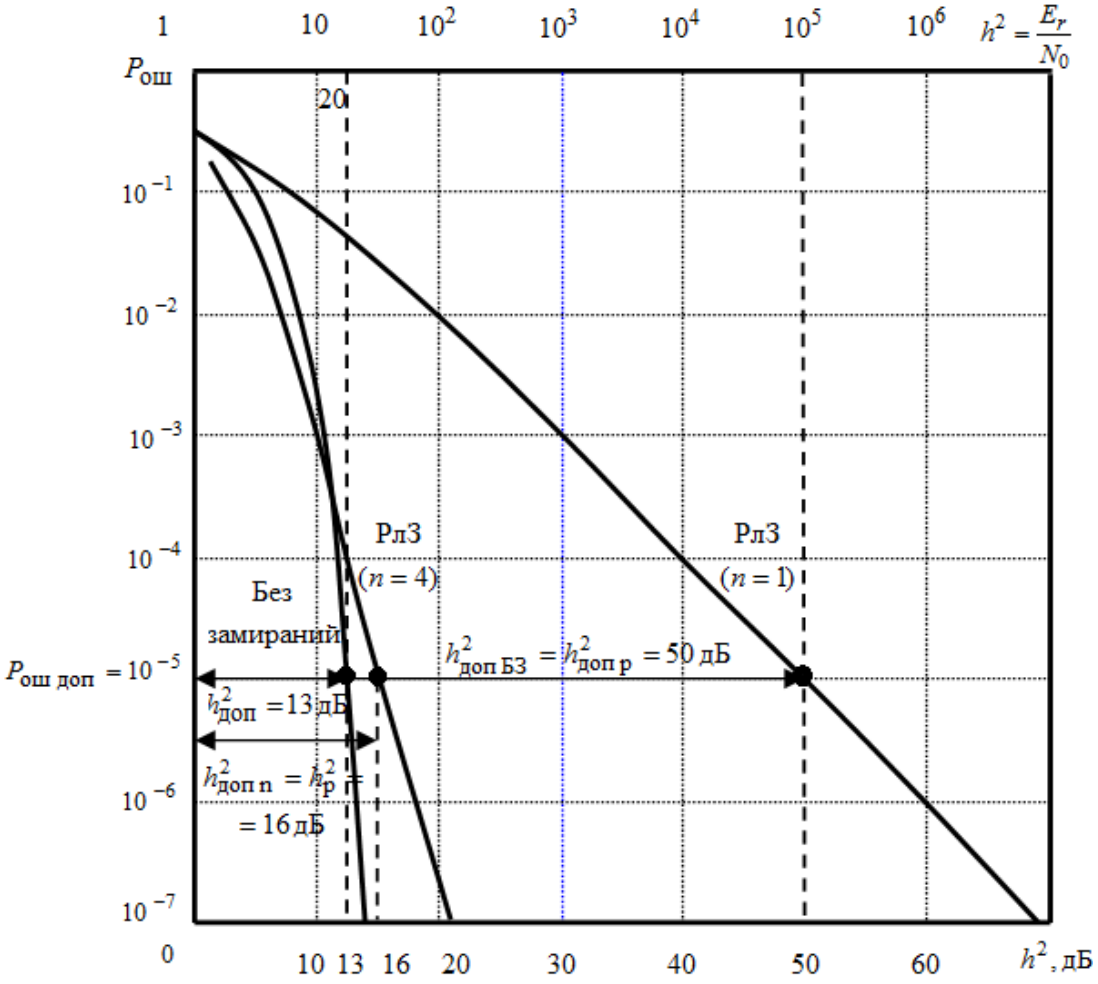


Рисунок 1.3 – Зависимости $P_{ош} = \psi_i(h^2)$ для некогерентной обработки сигналов без замираний и с рэлеевскими замираниями (*Рл 3*) при одиночном $(n = 1)$ и пространственно-разнесенном приеме на $n = 4$ антенны

В этом случае в ССС будут одновременно выполняться:

а) условие (1.18) обеспечения ПУ, которое принимает вид

$$h^2 \geq h^2_{доп\ n} = h^2_{доп\ 4} \approx 16 \text{ дБ} ; \qquad (1.86)$$

б) условие (1.71) обеспечения энергетической скрытности ССС при близко расположенном ПРМ РПХ:

$$h^2_р = h^2_{доп\ n} = h^2_{доп\ 4} \approx 16 \text{ дБ} < h^2_{доп\ р} = h^2_{доп\ 1} \approx 50 \text{ дБ} , \qquad (1.87)$$

или

$$\gamma_{ЭС} = h^2_{доп\ р} \big/ h^2_р = h^2_{доп1} \big/ h^2_{доп\ n} = h^2_{доп1} \big/ h^2_{доп\ 4} = h^2_{доп\ 1(дБ)} - h^2_{доп\ 4(дБ)} = \qquad (1.88)$$
$$= 50 \text{ дБ} - 16 \text{ дБ} = 34 \text{ дБ} .$$

Согласно (1.88) применение одновременно в ССС пониженных несущих частот ($f_0 = 30\ldots100$ МГц) и пространственно-разнесенного приема сигналов на $n = 4$ антенны можно рассматривать как новый способ обеспечения очень высокой энергетической скрытности ССС: $\gamma_{ЭС} = 34$ дБ (т.е. $2{,}5 \cdot 10^3$ раз) [72, 75, 79, 98, 125, 126, 129–131].

Очевидно, что в ПРМ РПХ (в отличие от ПРМ ССС) применение пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны проблематично, т.к. одним из основных требований к приемникам радиоперехвата, размещаемых вблизи от приемников ССС, являются их малые массогабаритные показатели.

Известно [80, 105, 106, 108, 123], что для компенсации влияния замираний, изменения поглощения и других условий РРВ, а также неучитываемых факторов (например, неидеальности синхронизации) при проектировании ССС вводят системный (энергетический) запас (Γ) в пределах $\Gamma = 2...10$ (т.е. $3...10$ дБ).

Тогда минимальное реальное отношение С/Ш на входе ПРМ ССС для обеспечения ПУ необходимо выбирать не равным допустимому значению (1.60) $h^2 = h^2_{доп}$, а превосходящим $h^2_{доп}$:

$$h^2 = h^2_{доп}\ \Gamma, \text{ или } h^2_{(дБ)} = (h^2_{доп}\ \Gamma)_{дБ} = h^2_{доп(дБ)} + \Gamma_{(дБ)}. \qquad (1.90)$$

Покажем, что выбор в современных ССС энергетического запаса в $\Gamma = 3...10$ дБ, будет недостаточен для компенсации влияния быстрых замираний принимаемых сигналов и выполнения условия обеспечения ПУ ССС при наличии системного запаса [80] $h^2 \geq \Gamma\, h^2_{доп}$ в случае применения пониженных частот $f_0 = 30\ldots100$ МГц.

Условие обеспечения ПУ ССС (1.18) $h^2 \geq h^2_{доп}$ при наличии энергетического запаса (Γ) можно записать с учетом (1.29, 1.26, 1.85, 1.90) как

$$h^2 = \frac{P_t G_t G_r T_s}{k_Б T_Э L_\Sigma} = \frac{P_t G_t G_r T_s}{N_0 L_0 L_П} = \frac{P_t G_t G_r T_s W_0^2 W_П^2}{N_0} \geq h^2_{доп}\ \Gamma. \qquad (1.91)$$

Если ССС спроектированы с энергетическим запасом, например, $\Gamma = 5$ дБ (т.е. 3,16 раза), то согласно (1.90) и (1.80) реально на входе ПРМ должно быть обеспечено энергетическое отношение С/Ш не 13 дБ (т.е. 20 раз), а более высокое

$$h^2 = h^2_{\text{доп}}\ \Gamma = 20 \cdot 3{,}16 \approx 63, \text{ или}$$
$$h^2_{(\text{дБ})} = h^2_{\text{доп(дБ)}} + \Gamma_{(\text{дБ})} = 13 + 5 = 18 \text{ дБ}. \qquad (1.92)$$

Согласно рис. 1.3 для достижения в КС с рэлеевскими замираниями допустимого значения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ необходимо обеспечить допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ, использующего одиночную антенну ($n = 1$), равное $h^2_{\text{доп}} = h^2_{\text{доп1}} \approx 50$ дБ (т.е. 10^5).

Эта величина превышает допустимое значение $h^2_{\text{доп}} \approx 13$ дБ в КС без замираний на величину, равную $\Delta h^2_{\text{БЗ}} = \Delta h^2_{\text{1}} \approx 37$ дБ, называемую коэффициентом защиты от быстрых замираний [63]. Последний по своему физическому смыслу является энергетическим запасом в отношении С/Ш для компенсации влияния быстрых замираний принимаемых сигналов ($\Gamma_{\text{БЗ}} = \Delta h^2_{\text{БЗ}}$) на $P_{\text{ош}}$

$$h^2_{\text{доп1(дБ)}} = h^2_{\text{доп(дБ)}} + \Delta h^2_{\text{1(дБ)}} = h^2_{\text{доп(дБ)}} + \Gamma_{\text{БЗ(дБ)}} = 13 + 37 = 50 \text{ дБ}, \qquad (1.93)$$

или

$$h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп}} \Delta h^2_{\text{БЗ}} = h^2_{\text{доп}} \Delta h^2_{\text{1}} = h^2_{\text{доп}}\ \Gamma_{\text{БЗ 1}} = 20 \cdot 5010 \approx 10^5.$$

Таким образом, если в ССС понизить частоту до значений $f_0 = 30...100$ МГц и вызвать возникновение в КС многолучевости и рэлеевских замираний принимаемых сигналов, то для обеспечения $P_{\text{ош}}$ не хуже допустимого значения $P_{\text{ош}} < P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ потребуется увеличить запас с $\Gamma \approx 5$ дБ до величины (1.93) $\Gamma_{\text{БЗ 1}} \approx 37$ дБ на компенсацию быстрых замираний.

В соответствии с (1.93) условие обеспечения ПУ ССС, использующих пониженные частоты $f_0 = 30...100$ МГц, будет отличаться от обычного

условия (1.91) $h^2 \geq h^2_{\text{доп}}\ \Gamma$ необходимостью введения вместо Γ повышенного энергетического запаса $\Gamma_{\text{БЗ1}}$ для компенсации быстрых замираний

$$h^2 = \frac{P_t G_t G_r T_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} L_0 L_{\text{П}}} \geq h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп1}} = h^2_{\text{доп}}\ \Gamma_{\text{БЗ}}. \qquad (1.94)$$

где $\Gamma_{\text{БЗ}} = 37$ дБ, $h^2_{\text{доп БЗ}} = 50$ дБ.

Согласно рис. 1.3 для достижения в КС с рэлеевскими замираниями сигналов и пространственно-разнесенным приемом на $n = 4$ антенны допустимого значения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ необходимо обеспечить допустимое отношение С/Ш, равное $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}\,4} = 16$ дБ (≈ 40).

Эта величина превышает допустимое значение $h^2_{\text{доп}} = 13$ дБ в КС без замираний на величину $\Gamma_{\text{БЗ}\,n} = \Gamma_{\text{БЗ}\,4} \approx 3$ дБ, которая по своему физическому смыслу является энергетическим запасом в отношении С/Ш, вводимом для компенсации влияния быстрых замираний принимаемых сигналов при n-кратном ($n = 4$) разнесении ветвей на величину $P_{\text{ош}}$:

$$h^2_{\text{доп}\,n(\text{дБ})} = h^2_{\text{доп}(\text{дБ})} + \Gamma_{\text{БЗ}\,n(\text{дБ})} = h^2_{\text{доп}(\text{дБ})} + \Gamma_{\text{БЗ}\,4(\text{дБ})} \approx 13 + 3 = 16 \text{ дБ}, \quad (1.95)$$

$$\text{или } h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}}\ \Gamma_{\text{БЗ}\,n} = h^2_{\text{доп}}\ \Gamma_{\text{БЗ}\,4} \approx 20 \cdot 2 \approx 40.$$

В соответствии с (1.95) условие обеспечения ПУ ССС, использующих одновременно пониженные частоты $f_0 = 30...100$ МГц и пространственно-разнесенный прием на n антенн, будет отличаться от (1.94) введением вместо $\Gamma_{\text{БЗ}\,1} = 37$ дБ более низкого энергетического запаса на компенсацию быстрых замираний ($\Gamma_{\text{БЗ}\,n} = \Gamma_{\text{БЗ}\,4} \approx 3$ дБ)

$$h^2 = h^2_n = \frac{P_t G_t G_r T_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} L_{\Sigma}} \geq h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}}\ \Gamma_{\text{БЗ}n}, \qquad (1.96)$$

где $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}\,4} = 16$ дБ.

Из выражений (1.92–1.96) следует, что одновременное применение в ССС пониженных частот ($f_0 = 30...100$ МГц) и пространственно-разнесенного приема сигналов с рэлеевскими замираниями на $n = 4$ антенны позволит при

энергетическом запасе $\Gamma = 5$ дБ и реальном отношении С/Ш $h^2 = h_{\text{доп}}\,\Gamma = 18$ дБ выполнить как условие (1.96) $h^2 = 18$ дБ $\geq h^2_{\text{доп}}\,\Gamma_{\text{БЗ}n} = h^2_{\text{доп}}\,\Gamma_{\text{БЗ}4} \approx 16$ дБ обеспечения ПУ ССС, так и условие $h^2_{\text{р}} = 18$ дБ $< h^2_{\text{доп}}\,\Gamma_{\text{БЗ}\,1} \approx 50$ дБ обеспечения энергетической скрытности ССС при наличии близко размещенного ПРМ радиоперехвата.

Полученное значение коэффициента энергетической скрытности ССС (1.88) $\gamma_{\text{ЭС}}(A_3) = h^2_{\text{доп}1} \big/ h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}1} \big/ h^2_{\text{доп}\,4} = 34$ дБ (т.е. ≈ 2500 раз∂), достижимого при одновременном понижении несущей частоты и применении пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны (т.е. 3-м альтернативным путем A_3), позволяет сравнить его с достижимыми значениями этого критерия и затратами на их реализацию при использовании двух других альтернатив (1.77): $\gamma_{\text{ЭС}}(A_1) = G_r \big/ G_{r\text{р}}$ и $\gamma_{\text{ЭС}}(A_2) = T_{\text{Эр}} \big/ T_{\text{Э}}$.

Анализ приведенного выше выражения $\gamma_{\text{ЭС}}(A_1) = G_r \big/ G_{r\text{р}} = (d_{\text{А}} / d_{\text{АР}})^2$ показывает, что достичь увеличения коэффициента усиления приемной антенны ССС ($G_r \sim d^2_{\text{А}}$) по сравнению с антенной ПРМ РПХ ($G_{r\text{р}} \sim d^2_{\text{АР}}$) в $\gamma_{\text{ЭС}} \approx 2500$ раз принципиально возможно. Однако для этого надо увеличить диаметр приемной антенны ССС ($d_{\text{А}}$) по сравнению с антенной ПРМ РПХ ($d_{\text{АР}} \sim 1$ м) в 50 раз (т.е. до значений $d_{\text{А}} > 50$ м). Поскольку стоимость антенны ($C_{\text{А}}$) растет пропорционально кубу диаметра антенны ($C_{\text{А}} \sim d^3_{\text{А}}$) [8, 134], то затраты на создание антенны ССС с $d_{\text{А}} > 50$ м превысят стоимость антенны РПХ ($C_{\text{АР}}$) традиционного размера (~ 1 м) в $50^3 = 125000$ раз (т.е. $C_{\text{А}} = 1{,}25 \cdot 10^5 C_{\text{АР}}$).

Анализ приведенного выше выражения

$$\gamma_{\text{ЭС}} = T_{\text{Эр}} \big/ T_{\text{Э}} \approx (T_{\text{ПРМ р}} + T_{\text{А}}) \big/ (T_{\text{ПРМ}} + T_{\text{А}})$$

показывает следующее. В традиционном диапазоне частот ССС ($f_0 = 1...10$ ГГц), где наблюдается минимум шумовой температуры антенны

[43, 107, 123, 132–134] $T_{\text{А}} \sim 100^{\circ}\text{K}$, шумовая температура ПРМ ССС обычно выбирается того же порядка $T_{\text{ПРМ}} \sim 100^{\circ}\text{K}$. Для этого в качестве малошумящего усилителя (МШУ) ПРМ ССС используются неохлаждаемые параметрические усилители или малошумящие транзисторные усилители. Если вместо последних использовать самые лучшие МШУ, например, параметрические усилители с охлаждением до температуры 20°K жидким гелием или квантовые усилители, то шумовую температуру ПРМ ССС можно понизить до $T_{\text{ПРМ}} \sim 10^{\circ}\text{K}$. В этом случае (при $T_{\text{ПРМ}} \sim 10^{\circ}\text{K}$ и $T_{\text{А}} \sim 100^{\circ}\text{K}$) коэффициент энергетической скрытности можно увеличить только до значений $\gamma_{\text{ЭС}}(A_2) = (100+100)/(10+100) = 1{,}82 \approx 2$ (т.е. 3 дБ). Кроме того, охлаждение жидким гелием потребует применения в ПРМ ССС криогенной установки, стоимость которой на несколько порядков превосходит стоимость антенны и ПРМ РПХ.

Достижение $\gamma_{\text{ЭС}}(A_3) = h^2_{\text{доп }1} \big/ h^2_{\text{доп }n} = h^2_{\text{доп }1} \big/ h^2_{\text{доп }4} = 2500$ за счет использования пониженных частот в ССС и разнесенного приема на $n = 4$ антенны потребует дополнительных затрат примерно в 4 раза больше, чем при $n = 1$, поскольку стоимость любой приемной радиостанции определяется не приемником, а его антеннами ($C_3 \approx C_{\text{А}}$). Поэтому стоимость затрат на реализацию 3-го альтернативного пути (C_3) будет примерно в 4 раза превышать стоимость одной антенны ПРМ РПХ традиционного (~ 1 м) размера (т.е. $C_3 \approx C_{\text{А}} = 4C_{\text{АР}}$). По сравнению с расходами на реализацию 1-го альтернативного пути ($C_1 = C_{\text{А}} = 1{,}25 \cdot 10^5 C_{\text{АР}}$) для обеспечения такой же энергетической скрытности ССС $\gamma_{\text{ЭС}}(A_1) = 2500$ эти затраты меньше в

$$C_1/C_3 \approx 1{,}25 \cdot 10^5 C_{\text{АР}}/4C_{\text{АР}} = 3{,}125 \cdot 10^4 \text{ раз.}$$

Таким образом, наилучшим из 3-х альтернативных путей обеспечения энергетической скрытности ССС является повышение эффективности схемы обработки по сравнению с применяемой в ПРМ РПХ ($\gamma_{\text{ЭС}}(A_3) = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{доп }n}$

), реализуемое способом понижения несущей частоты (до $f_0 = 30...100$ МГц) и применения пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны. Этот способ обеспечивает достижение коэффициента энергетической скрытности $\gamma_{ЭС}(A_3) = 2500$ (34 дБ) за счет использования 4-х разнесенных антенн. Эта величина коэффициента энергетической скрытности ССС намного больше (~1250 раз, или 31 дБ) достижимого значения при использовании 2-го альтернативного пути (увеличения $T_{Эр}/T_Э$)

$$\gamma_{ЭС}(A_3) = h^2_{доп\ БЗ}/h^2_{доп\ n} \approx 2500 >> \gamma_{ЭС}(A_2) = T_{Эр}/T_Э \approx 2,$$

а возможность достижения такой же энергетической скрытности 1-м альтернативным путем (увеличения $G_r/G_{гр}$) реализуется за счет огромного (в $3{,}125 \cdot 10^4$ раз) роста затрат

$$\gamma_{ЭС}(A_1) = G_r/G_{гр} = \gamma_{ЭС}(A_3) = h^2_{доп\ 1}/h^2_{доп\ n} \approx 2500$$

$$\text{при } C_1 \approx 1{,}25 \cdot 10^5 C_{АР} >> C_3 \approx 4C_{АР}.$$

6. Шестой (заключительный) этап разрабатываемой методики – постановка задачи принятия решения – предполагает обоснование некоторой зависимости вида $Q = \varphi(\chi)$, связывающей цель (Q) со средствами ее достижения (χ).

Следует заметить, что выбор пути решения проблемы был обоснован на 5-м этапе методики (способ обеспечения энергетической скрытности ССС за счет одновременного понижения несущей частоты и применения пространственно-разнесенного приема сигналов на несколько ($n \geq 4$) антенн).

Модель размещения радиосредств (бортового ПРД и наземного ПРМ) ССС и близкорасположенного ПРМ радиоперехвата и способ обеспечения скрытности ССС и ее ПУ за счет понижения рабочей частоты (до $f_0 = 30...100$ МГц) и применения пространственно-разнесенного приема на несколько ($n = 4$) антенн иллюстрируется на рисунке 1.4.

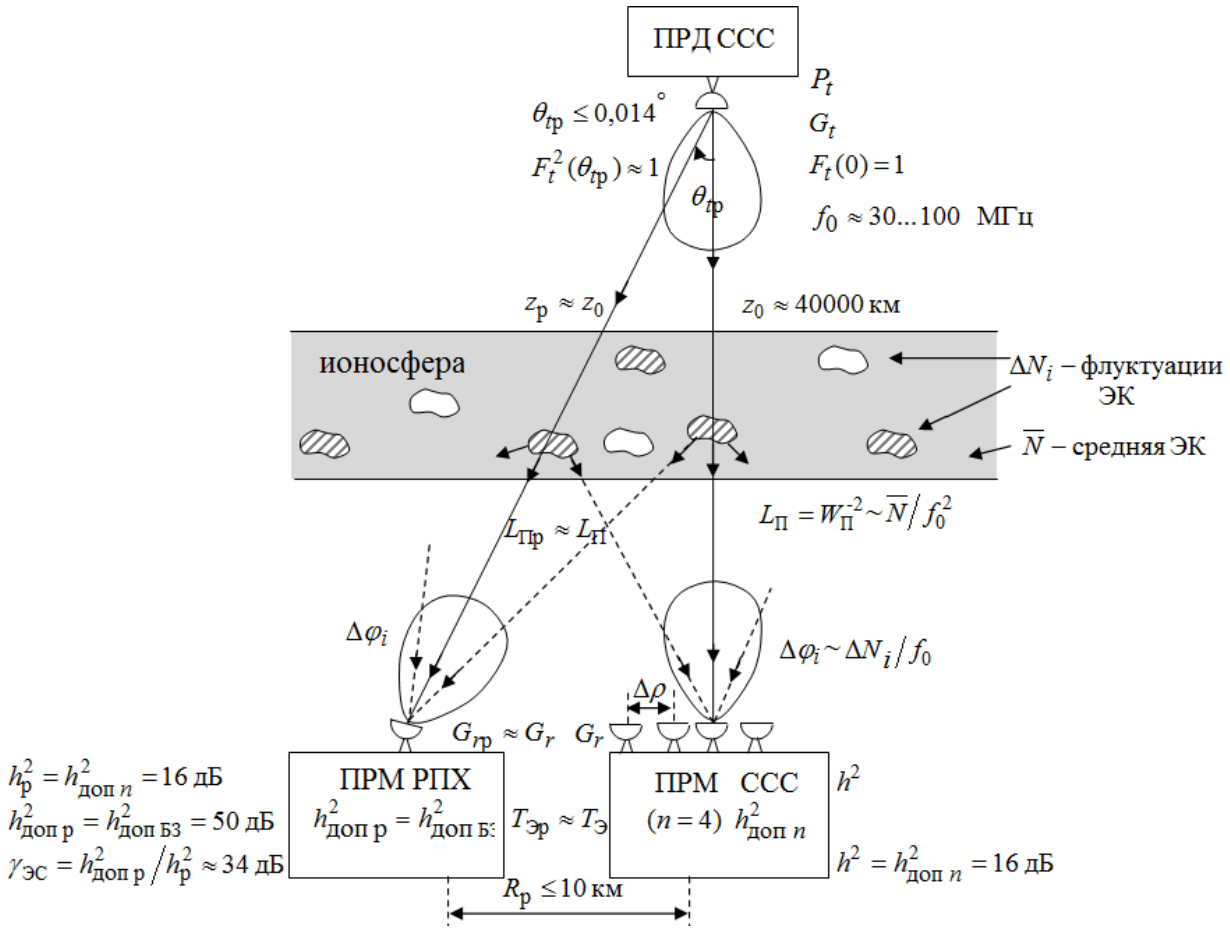


Рисунок 1.4 – Способ обеспечения ПУ и скрытности ССС при близком размещении ПРМ радиоперехвата за счет одновременного применения пониженной частоты (до 30...100 МГц) и пространственно-разнесенного приема на $n=4$ антенны

Теоретическую возможность реализации указанного способа повышения скрытности ССС при работе на пониженных частотах ($f_0 = 30...100$ МГц) составляют известные [42, 43, 50, 60, 76, 123, 135] закономерности изменения условий трансионосферного РРВ по мере уменьшения f_0:

1) возрастания рассеяния радиоволны на неоднородностях электронной концентрации (ЭК) ΔN_i относительно их среднего (фонового) значения $\langle N \rangle = \overline{N}$ в ионосфере и увеличения относительных фазовых сдвигов лучей, приходящих в точку приема

$$\Delta\varphi_i \sim \Delta N_i / f_0 \qquad (1.98)$$

до значений $\Delta\varphi_i > 2\pi$ рад, обуславливающих возникновение рэлеевских замираний принимаемых сигналов;

2) увеличения потерь на поглощение волны в ионосфере

$$L_{\text{П}} \approx L_{\text{Пр}} \sim \langle N \rangle / f_0^2 = \overline{N} / f_0^2 . \qquad (1.99)$$

С учетом указанных закономерностей (1.98, 1.99) пониженную несущую частоту в диапазоне $f_0 = 30...100$ МГц необходимо выбрать так, чтобы при выполнении условия возникновения рэлеевских замираний в спутниковых КС $\Delta\varphi_i > 2\pi$ энергетический запас на компенсацию быстрых замираний ($\Gamma_{\text{БЗ}\,n}$) и потерь на поглощение волны не превосходил традиционных значений $\Gamma = 1...5$ дБ.

Следует заметить, что выбор несущей частоты (f_0) определяет через $\Delta\varphi_i(f_0)$ не только глубину быстрых замираний сигнала в точке приема, но и коэффициент корреляции этих замираний в двух точках, разнесенных на расстояние $\Delta\rho$ между собой: $R_{\text{БЗ}}(f_0, \Delta\rho)$. Величина $R_{\text{БЗ}}$ существенно влияет на допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ при использовании n-кратного разнесения $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi\,(P_{\text{ош доп}}, f_0, n, R_{\text{БЗ}})$ и определяемый им коэффициент энергетической скрытности $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп БЗ}} / h^2_{\text{доп}\,n}$. В подтверждение этому на рис. 1.5 приведены графики, представленные на рис. 1.3, дополненные зависимостью $P_{\text{ош}} = \psi\,(h^2)$ для $n = 4$ при наличии сильной ($R_{\text{БЗ}} = 0{,}99$) корреляции быстрых замираний в разнесенных антеннах [7].

Анализ рис. 1.5 показывает, что по сравнению со случаем отсутствия корреляции быстрых замираний ($R_{\text{БЗ}} = 0$) в 4-х разнесенных антеннах (n=4) при наличии сильной корреляции быстрых замираний ($R_{\text{БЗ}} = 0{,}99$) допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ возрастает с $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}\,4} = 16$ дБ до $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}\,4} = 30$ дБ, что потребует для достижения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ увеличения энергетического запаса (1.95) с $\Gamma_{\text{БЗ}\,n} = \Gamma_{\text{БЗ}\,4} = 3$ дБ до $\Gamma_{\text{БЗ}\,n} = \Gamma_{\text{БЗ}\,4} = 17$ дБ. В этом случае достижимый коэффициент энергетической

скрытности ССС снизится с величины (1.88) с $\gamma_{ЭС} = h^2_{доп\ 1} / h^2_{доп\ n} = h^2_{доп\ 1} / h^2_{доп\ 4} = 50 - 13 = 37$ дБ до $\gamma_{ЭС} = 50 - 30 = 20$ дБ.

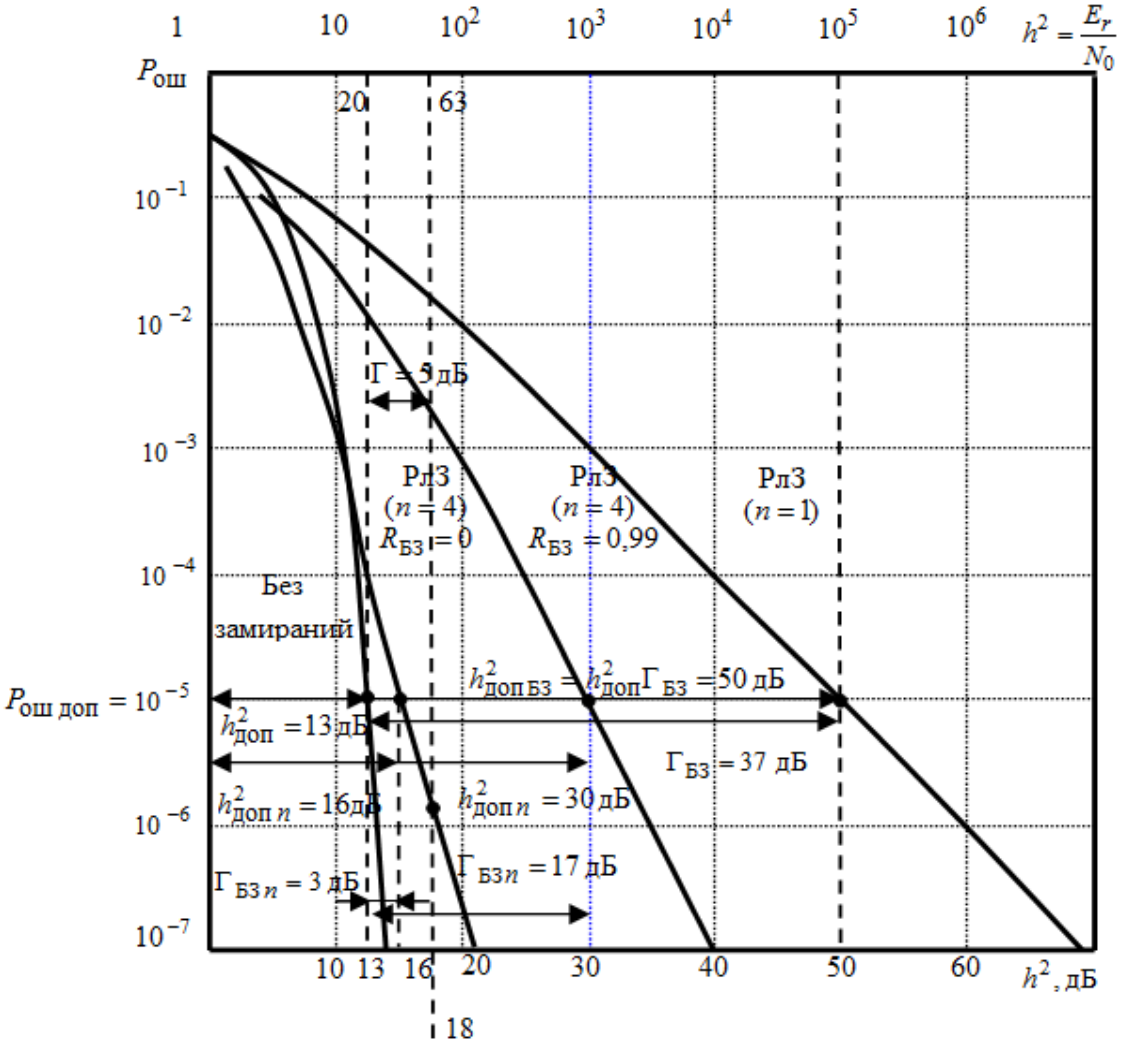


Рисунок 1.5 – Зависимости $P_{ош} = \psi(h^2)$ для некогерентной приема сигналов без замираний и с рэлеевскими замираниями при одиночном ($n = 1$) и разнесенном приеме на $n = 4$ антенны при отсутствии ($R_{БЗ} = 0$) и наличии сильной корреляции ($R_{БЗ} = 0,99$) замираний

На основании результатов проведенного выше системного анализа можно сделать вывод, что для достижения указанной выше практической цели необходимо решить задачу получения зависимости

$$\gamma_{ЭС} = h^2_{доп\ 1} / h^2_{доп\ n} = \psi\ (P_{ош\ доп}, f_0, n, R_{БЗ})$$

коэффициента энергетической скрытности ССС от допустимой вероятности ошибки ($P_{\text{ош доп}}$), выбора пониженной несущей частоты (f_0), кратности пространственно-разнесенного приема (n) и корреляции быстрых замираний в антеннах ($R_{\text{БЗ}} = \psi\ (f_0,\ \Delta\rho)$).

Приведенное выражение $\gamma_{\text{ЭС}} = \psi\ (P_{\text{ош доп}}, f_0, n, R_{\text{БЗ}})$, связывающее цель исследования ($\gamma_{\text{ЭС}}$) со средствами ее достижения ($P_{\text{ош доп}}, f_0, n, R_{\text{БЗ}}$), называется целевой функцией [44]. При этом сам вид целевой функции характерен для постановки задач прогнозирования с использованием модельного метода (подхода). При этом подходе ищется функциональная зависимость $Q = \psi\ (\text{A},\ \chi)$ прогнозируемого показателя (в рассматриваемой задаче $Q \equiv \gamma_{\text{ЭС}}$) от факторов, влияющих на него: коэффициентов A (где $\text{A} = P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$) и входных переменных χ (где $\chi \equiv \{ f_0,\ n,\ R_{\text{БЗ}} = \psi\ (f_0,\ \Delta\rho) \}$).

Следует отметить, что основой любого прогнозирования является инерционность, которую надо рассматривать не только как временную, но и более широко: как функциональную инерционность [44]. В этом случае функциональная зависимость $\gamma_{\text{ЭС}} = \psi\ (P_{\text{ош доп}}, f_0, n, R_{\text{БЗ}})$ прогнозируемого показателя ($\gamma_{\text{ЭС}}$) от факторов, на него влияющих (например, от выбора несущей частоты f_0), известная на некотором интервале изменения этих факторов (например, в традиционном диапазоне частот $f_0 = 0{,}1...10$ ГГц), продолжается и за пределами этого интервала (т.е. в диапазоне пониженных частот $f_0 = 30...100$ МГц).

Таким образом, для достижения поставленной практической цели необходимо решить научную задачу разработки метода прогнозирования энергетической скрытности ССС при использовании пониженных частот и пространственно-разнесенного приема на несколько антенн.

1.4 Анализ недостатков известного научно-методического аппарата и обоснование научных задач исследований

Для решения сформулированной выше общей научной задачи исследований целесообразно сначала проанализировать недостатки известного научно-методического аппарата и на этой основе обосновать совокупность частных научных задач, решение которых позволит получить искомую целевую функцию $\gamma_{\text{ЭС}} = \psi\ (P_{\text{ош доп}}, f_0, n, R_{\text{БЗ}})$.

Согласно (1.12, 1.23–1.29) энергетическое отношение С/Ш на входе ПРМ ССС определяется ослаблением волны в свободном пространстве ($W_0^2 = c/4\ \pi\ f_0 z_0 = 1/L_0$) и ее поглощением в среде ($W_{\text{П}}^2 = 1/L_{\text{П}} \le 1$)

$$h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r B_s}{P_0} = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 W_{\text{п}}^2 B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} = \frac{P_t G_t G_r B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot \frac{1}{L_\Sigma},$$

где $L_\Sigma = L_0 L_{\text{П}} = 1/W_0^2 W_{\text{П}}^2$ – суммарные потери передачи в свободном пространстве ($L_0 = 1/W_0^2$) и вследствие поглощения в среде РРВ ($L_{\text{П}} = 1/W_{\text{П}}^2 \ge 1$).

В общем случае произвольных систем радиосвязи (СРС) энергетическое отношение С/Ш на входе ПРМ описывается выражением вида [34, 37, 62, 65, 73, 97, 98, 99]

$$h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r B_s}{P_0} = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot W_{\text{Т}}^2 = \frac{P_{r0} B_s}{P_0} \cdot W_{\text{Т}}^2 = \frac{E_{r0}}{N_0} \cdot W_{\text{Т}}^2 = h_0^2 \cdot W_{\text{Т}}^2, \quad (1.100)$$

где $h_0^2 = E_{r0}/N_0$ – энергетическое отношение С/Ш на входе ПРМ с учетом ослабления только в свободном пространстве (W_0^2), а $W_{\text{Т}}^2$ – множитель ослабления мощности (энергии) волны в среде на трассе РРВ. Этот множитель описывается произведением

$$W_{\text{Т}}^2 = W_{\text{П}}^2 \cdot W_{\text{БЗ}}^2 \cdot W_{\text{МЗ}}^2 = L_{\text{П}}^{-1} \cdot L_{\text{БЗ}}^{-1} \cdot L_{\text{МЗ}}^{-1} \le 1, \quad (1.101)$$

где множитель ослабления, обусловленный поглощением в среде определяется согласно (1.26) $W_{\text{П}}^2 = L_{\text{П}}^{-1}$, а остальные множители (W_i^2) и потери передачи ($L_i = 1/W_i^2$) определяются аналогично и обусловлены наличием быстрых (интерференционных) замираний уровня принимаемого сигнала $W_{\text{БЗ}}^2 = 1/L_{\text{БЗ}} \le 1$ и наличием их медленных замираний $W_{\text{МЗ}}^2 = 1/L_{\text{МЗ}} \le 1$.

Отметим, что ослабление на трассе РРВ (1.101) будет определяться поглощением, быстрыми и медленными замираниями принимаемой волны, значения которых зависят от выбора несущей частоты (f_0)

$$W_{\text{Т}}^2(f_0) = W_{\text{П}}^2(f_0) \cdot W_{\text{БЗ}}^2(f_0) \cdot W_{\text{МЗ}}^2(f_0) = L_{\text{П}}^{-1}(f_0) \cdot L_{\text{БЗ}}^{-1}(f_0) \cdot L_{\text{МЗ}}^{-1}(f_0) \le 1. \quad (1.102)$$

Проанализируем изменение вида выражений (1.102, 1.100) для множителя ослабления волны на трассе $W_{\text{Т}}^2$, отношения С/Ш на входе ПРМ $h^2 = h_0^2 W_{\text{Т}}^2$ и условия (1.18) обеспечения ПУ ССС $h^2 \ge h_{\text{доп}}^2$ при использовании в радиолинии ИСЗ – Земля трех различных диапазонов несущих частот (f_0).

1. Для традиционно используемого в ССС диапазона частот $f_0 = 1...6$ ГГц поглощение в ионосфере практически отсутствует, а в газах тропосферы оно определяется по формуле (1.24) и (при РРВ под углом $\alpha_{\text{Т}} = 5^\circ$) не превышает 1 дБ [43, 105, 107]: $W_{\text{П(тр)}}^2 = -(0{,}3...0{,}7)$ дБ. Быстрые и медленные замирания в этом диапазоне не проявляются: $W_{\text{БЗ}}^2 \approx 1, W_{\text{МЗ}}^2 \approx 1$. В соответствии с этими значениями выражения (1.102, 1.100) и условие (1.18) сводится к видам:

$$W_{\text{Т}}^2(f_0) \approx W_{\text{П}}^2(f_0) = L_{\text{П}}^{-1}(f_0) \approx W_{\text{П(тр)}}^2(f_0) = L_{\text{П(тр)}}^{-1}(f_0) \le 1, \quad (1.103)$$

$$h^2 = h_0^2 W_{\text{Т}}^2(f_0) = h_0^2 W_{\text{П(тр)}}^2(f_0)\ , \quad (1.104)$$

$$h^2 \approx h_0^2 W_{\text{П(тр)}}^2(f_0) = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot W_{\text{П(тр)}}^2(f_0) \ge h_{\text{доп}}^2, \quad (1.105)$$

где $W_{\text{П(тр)}}^2(f_0) \le -1$ дБ.

2. Для повышенных частот ССС $f_0 = 10...20$ ГГц поглощение в газах тропосферы (при $\alpha_{\text{Т}} = 5^{\circ}$) составляет $W^2_{\text{П(тр)}} = -(1...5)$ дБ, быстрые замирания практически отсутствуют $W^2_{\text{БЗ}} \approx 1$ (т.е. 0 дБ), а медленные замирания, обусловленные поглощением в дождях с различной (случайно изменяющейся) интенсивностью, достигают величины $W^2_{\text{МЗ}} = -L_{\text{МЗ}} = -(3...10)$ дБ [105, 107]. В соответствии с этими значениями выражения (1.102, 1.100) и условие (1.18) сводятся к виду:

$$W^2_{\text{Т}}(f_0) \approx W^2_{\text{П}}(f_0) W^2_{\text{МЗ}}(f_0) = W^2_{\text{П(тр)}}(f_0) W^2_{\text{МЗ}}(f_0), \quad (1.106)$$

$$h^2 = h_0^2 W^2_{\text{Т}}(f_0) = h_0^2 W^2_{\text{П(тр)}}(f_0) W^2_{\text{МЗ}}(f_0), \quad (1.107)$$

$$h^2 \approx h_0^2 W^2_{\text{П(тр)}}(f_0) W^2_{\text{МЗ}}(f_0) = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot W^2_{\text{П(тр)}}(f_0) W^2_{\text{МЗ}}(f_0) \geq h^2_{\text{доп}}. \quad (1.108)$$

Условие (1.108) обеспечения ПУ в КС с поглощением и медленными замираниями традиционно [62, 63, 103] преобразуют так, чтобы его левая часть не содержала случайных множителей типа $W^2_{\text{МЗ}}$, т.е. соответствовала левой части неравенства (1.105) $h_0^2 W^2_{\text{П(тр)}}$. Для этого случайный множитель ослабления из-за медленных замираний ($W^2_{\text{МЗ}} = 1/L_{\text{МЗ}} \leq 1$) переводят в правую часть условия (1.108), вводя повышенный коэффициент защиты (иначе – системный запас Г) к величине $h^2_{\text{доп}}$

$$\begin{gathered} h^2 \approx h_0^2 W^2_{\text{П(тр)}}(f_0) = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot W^2_{\text{П(тр)}}(f_0) \geq \\ \geq h^2_{\text{доп}} \big/ W^2_{\text{МЗ}}(f_0) = h^2_{\text{доп}} \Gamma_{\text{МЗ}}(f_0), \end{gathered} \quad (1.109)$$

где

$$\Gamma_{\text{МЗ}}(f_0) = 1 \big/ W^2_{\text{МЗ}}(f_0) = L_{\text{МЗ}}(f_0) = 3...10 \text{ дБ} \quad (1.110)$$

– системный (энергетический) запас (к $h^2_{\text{доп}}$) для компенсации потерь из-за медленных замираний в дождях ($L_{\text{МЗ}} = 1 \big/ W^2_{\text{МЗ}}$).

3. Для пониженных частот $f_0 = 30...100$ МГц поглощение волны в газах тропосферы и гидрометеорах (дождях) пренебрежимо мало [29, 43, 50], т.е. $W^2_{\text{П(тр)}} \approx 1,\ W^2_{\text{МЗ}} \approx 1$. Однако этот диапазон в ССС до настоящего времени не использовался из-за появления поглощения волны в ионосфере $W^2_{\text{П}}(f_0) \equiv W^2_{\text{П(и)}}(f_0) \le 1$ и быстрых замираний $W^2_{\text{БЗ}}(f_0) \le 1$ принимаемых сигналов, обусловленных рассеянием на ионосферных неоднородностях и многолучевым распространением волны. Вследствие этого выражения (1.102, 1.100) сводятся к виду:

$$W^2_{\text{Т}}(f_0) \approx W^2_{\text{П}}(f_0) W^2_{\text{БЗ}}(f_0) = L^{-1}_{\text{П}}(f_0) L^{-1}_{\text{БЗ}}(f_0)\ , \qquad (1.111)$$

$$h^2 = h_0^2 W^2_{\text{Т}}(f_0) \approx h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0) W^2_{\text{БЗ}}(f_0) = h_0^2 \big/ L_{\text{П}}(f_0) L_{\text{БЗ}}(f_0)\ . \qquad (1.112)$$

Справедливость выражения (1.111) обусловлена известными [43, 50, 60, 66, 107] закономерностями изменения условий РРВ через ионосферу (характеризуемую электронной концентрацией (ЭК) $N[\text{эл}/\text{м}^3]$ и эффективной частотой соударения электронов $\nu_{\text{Э}}[1/\text{с}]$) по мере понижения несущей частоты f_0:

1) возрастанием множителя ослабления волны из-за поглощения в ионосфере:

$$W^2_{\text{П(дБ)}} = -L_{\text{П(дБ)}} \approx -2{,}5 \cdot 10^{15} \big/ f_0^2 \sim N\nu_{\text{Э}} \big/ f_0^2, \qquad (1.113)$$

2) возрастанием относительных фазовых сдвигов (1.98) множества $(i = 1... M)$ лучей, приходящих в точку приема из-за рассеяния волны на неоднородностях ЭК (ΔN_i) относительно их среднего значения $(\overline{N} = N - \Delta N_i)$

$$\Delta\varphi_i \sim \Delta N_i / f_0 .$$

По мере уменьшения f_0 сигнала выполняется условие возникновения быстрых замираний райсовского типа, а потом – более глубоких быстрых замираний рэлеевского типа [119]:

$$\Delta\varphi_i << 2\pi; \quad \Delta\varphi_i > 2\pi. \qquad (1.114)$$

Поэтому множитель ослабления мощности волны из-за быстрых замираний должен каким-то образом зависеть от значения $\Delta\varphi_i$

$$W^2_{\text{БЗ}}(f_0) = \psi\left[\Delta\varphi_i(f_0)\right]. \tag{1.115}$$

В соответствии с (1.111–1.115) условие обеспечения ПУ ССС будет иметь следующий вид

$$h^2 = h_0^2 W^2_{\text{Т}}(f_0) \approx h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0) W^2_{\text{БЗ}}(f_0) \geq h^2_{\text{доп}}, \tag{1.116}$$

или

$$\begin{gathered} h^2 = h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0) = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} \cdot W^2_{\text{П}}(f_0) \geq \\ \geq h^2_{\text{доп}} \Big/ W^2_{\text{БЗ}}(f_0) = h^2_{\text{доп}}\, \Gamma_{\text{БЗ}}(f_0) = h^2_{\text{доп БЗ}}(f_0), \end{gathered} \tag{1.117}$$

где

$$\Gamma_{\text{БЗ}}(f_0) = 1 \Big/ W^2_{\text{БЗ}}(f_0) = L_{\text{БЗ}}(f_0) \tag{1.118}$$

– системный (энергетический) запас (к $h^2_{\text{доп}}$) для компенсации потерь из-за быстрых замираний ($L_{\text{БЗ}}$);

$$h^2_{\text{доп БЗ}}(f_0) = h^2_{\text{доп}}\, \Gamma_{\text{БЗ}}(f_0) > h^2_{\text{доп}} \tag{1.119}$$

– допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ для достижения $P_{\text{ош доп}}$ в КС с быстрыми замираниями.

Заметим, что условие (1.117) соответствует условию (1.94).

При использовании пространственно разнесенного приема на n антенн условие обеспечения ПУ ССС примет аналогичный (1.117) вид (при замене $\Gamma_{\text{БЗ}}$ на $\Gamma_{\text{БЗ}\,n}$)

$$h^2 = h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0) \geq h^2_{\text{доп}} \Gamma_{\text{БЗ}\,n}(f_0) = h^2_{\text{доп}\,n}(f_0), \tag{1.120}$$

где

$$\Gamma_{\text{БЗ}\,n}(f_0) < \Gamma_{\text{БЗ}}(f_0), \qquad h^2_{\text{доп}\,n}(f_0) < h^2_{\text{доп БЗ}}(f_0) \tag{1.121}$$

– системный (энергетический) запас (к $h^2_{\text{доп}}$) для компенсации потерь из-за быстрых замираний и допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ для достижения $P_{\text{ош доп}}$ в КС с быстрыми замираниями при использовании

пространственно-разнесенного приема на n антенн.

Заметим, что условие (1.120) соответствует по виду условию (1.96).

В соответствии с выражениями (1.117–1.121) и (1.100) можно более точно записать условие (1.120) обеспечения ПУ ССС при использовании пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны

$$h^2 = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 B_s}{k_Б T_Э \Delta F_0} \cdot W_П^2(f_0) = \frac{P_r B_s}{P_0} = \\ = h_0^2 \cdot W_П^2(f_0) \geq h_{доп\,n}^2(f_0) = h_{доп}^2 \Gamma_{БЗ\,n}(f_0) \approx 16 \text{ дБ}. \quad (1.122)$$

Тогда в соответствии с рис. 1.5 условие (1.87) обеспечения энергетической скрытности ССС при близком размещении ПРМ РПХ с одной ($n = 1$) антенной от ПРМ ССС (когда $h_р^2 = h^2$) принимает следующий вид

$$h_р^2 = h^2 = h_0^2 W_П^2(f_0) = h_{доп\ \ n}^2(f_0) = h_{доп}^2 \Gamma_{БЗ\,n}(f_0) \approx 16 \text{ дБ} < h_{доп\,р}^2 = \\ = h_{доп\,БЗ}^2(f_0) = h_{доп}^2 \Gamma_{БЗ}(f_0) \approx 50 \text{дБ}. \quad (1.123)$$

В настоящее время разработка рекомендаций по обеспечению ПУ (1.122) и скрытности (1.123) ССС на базе известного научно-методического аппарата не представляется возможным в силу следующих его недостатков:

1) известное [66, 107] выражение для оценки потерь передачи, обусловленных поглощением в ионосфере (1.113) $L_П \approx 2{,}5 \cdot 10^{15} / f_0^2$, определяющее $h^2 = h_0^2 W_П^2(f_0) \sim P_r$ дает низкую точность расчетов, т.к. не устанавливает зависимости от угла возвышения ($\alpha_Т$) приемной антенны и параметров ионосферы (N, $\nu_Э$)

$$L_П(f_0) = 1 / W_П^2(f_0) = \psi(f_0,\ N,\ \nu_Э,\ \alpha_Т); \quad (1.124)$$

2) при трансионосферном РРВ на пониженных частотах $f_0 \approx 30...100$ МГц возникает (рисунок 1.5) многолучевость ($\Delta\varphi_i \sim \Delta N_i / f_0$) и быстрые замирания принимаемой волны. Поэтому множитель его ослабления ($W_{БЗ}^2$) должен как-то зависеть от несущей частоты

$$W_{БЗ}^2[\Delta\varphi_i(f_0)] = \psi(f_0,\ \Delta N_i). \quad (1.24')$$

Вследствие этого допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ должно зависеть не только от $P_{\text{ош доп}}$ согласно (1.123), но и от f_0

$$h^2_{\text{доп БЗ}}(f_0) = \psi\left\{P_{\text{ош доп}};\ W^2_{\text{БЗ}}\ [\Delta\varphi_i\ (f_0)\ ]\right\}. \qquad (1.125)$$

3) допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ с использованием пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенн согласно рисунку 1.5 должно дополнительно зависеть от кратности разнесения n и интервала разноса антенн $\Delta\rho$

$$h^2_{\text{доп }n}(f_0) = \psi\ \left\{P_{\text{ош доп}};\ W^2_{\text{БЗ}}\ [\ \Delta\varphi_i\ (f_0)\ ]\ ;\ n\ ;\ \Delta\rho\right\}. \qquad (1.126)$$

Таким образом, предметом исследований является системный анализ влияния поглощения и многолучевого РРВ с пониженными частотами ($f_0 \approx 30...100$ МГц) через ионосферу от ИСЗ к земной станции (ЗС) на помехоустойчивость одиночного и пространственно-разнесенного приема сигналов в ССС и ее энергетическую скрытность.

Отмеченные недостатки известного научно-методического аппарата, в частности отсутствие зависимостей (1.125) и (1.126) для прогнозирования отношений С/Ш $h^2_{\text{доп БЗ}}(f_0)$ и $h^2_{\text{доп }n}(f_0)$ на пониженных частотах, не позволяют достичь поставленную практическую цель повышения энергетической скрытности ССС, определяемой как (1.88)

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп БЗ}} \big/ h^2_{\text{доп }n},$$

на основе нахождения целевой функции

$$\gamma_{\text{ЭС}} = \psi(P_{\text{ош доп}},\ f_0,\ n,\ R_{\text{БЗ}}).$$

Для получения требуемых зависимостей (1.125) и (1.126) необходимо разработать следующие методики [100]:

1) прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах (f_0) с учетом одновременного проявления поглощения и многолучевого РРВ через ионосферу, позволяющей установить зависимость

$$P_{\text{ош}} = \psi[h^2 = h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0),\ \gamma^2(f_0)],$$

где

$$\gamma^2(f_0) = W_{\text{р}}^2(f_0) \big/ W_{\text{фл}}^2(f_0) = \psi[W_{\text{БЗ}}^2(f_0)]$$

– отношение мощности регулярной $W_{\text{р}}^2(f_0)$ и флуктуационной $W_{\text{фл}}^2(f_0)$ составляющей множителя ослабления волны из-за $W_{\text{БЗ}}^2(f_0)$, характеризующее глубину быстрых замираний принимаемого сигнала ($0 \le \gamma^2 \le \infty$);

2) прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах (f_0) с учетом одновременного поглощения и быстрых замираний при использовании пространственно-разнесенного приема на несколько ($n \ge 4$) антенн, позволяющей получить зависимость

$$P_{\text{ош}} = \psi[h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ n,\ R_{\text{БЗ}}\ (\Delta\rho, f_0)]\ ,$$

где

$$R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0) = \exp\ \left\{\ -\left[\Delta\rho / \Delta\rho_{\text{к}}(f_0)\right]^2\right\}\ = \psi[\Delta\rho;\ W_{\text{БЗ}}^2(f_0)]$$

– коэффициент пространственной корреляции быстрых замираний в разнесенных на интервал $\Delta\rho$ антеннах, определяемый интервалом пространственной корреляции быстрых замираний

$$\Delta\rho_{\text{к}}(f_0) = \psi\left\{\ W_{\text{БЗ}}^2\left[\Delta\varphi_i(f_0)\right]\ \right\}\ .$$

В свою очередь, для получения оценок ПУ по зависимостям вида $P_{\text{ош}} = \psi(h^2)$ необходимо сначала разработать математическую модель канала связи (КС). Заметим, что согласно (1.100) и (1.116) фактическое отношение С/Ш на входе ПРМ ССС (h^2) определяется мощностью принимаемого сигнала ($h^2 \sim P_r$) и на пониженных частотах $f_0 \approx 30...100$ МГц зависит от множителей ослабления волны из-за поглощения и быстрых замираний волны в ионосфере: $h^2 \sim P_r \sim W_{\text{П}}^2(f_0) W_{\text{БЗ}}^2(f_0)$. Поэтому для разработки модели трансионосферного КС на пониженных частотах достаточно учесть влияние поглощения и многолучевого РРВ на мощность принимаемого сигнала

$$P_r = \psi \left\{ W_{\text{П}}^2(f_0);\ W_{\text{БЗ}}^2[\Delta\varphi_i(f_0)] \right\} .$$

Поскольку указанные множители ослабления волны согласно (1.124) зависят не только от несущей частоты (f_0), но и физических параметров ионосферы:

$$W_{\text{П}}^2(f_0) = \psi\ (f_0,\ N,\ \nu_{\text{Э}},\ \alpha_{\text{Т}})\ ;\ W_{\text{БЗ}}^2(f_0) = \psi(f_0,\ \Delta N_i)\ ,$$

то модели трансионосферного КС должна предшествовать разработка математической модели ионосферы.

Учитывая сложность построения математических моделей ионосферы и трансионосферного КС, учитывающих одновременно проявление поглощения и многолучевости при РРВ, целесообразно сначала осуществить разработку указанных моделей с учетом проявления только поглощения волны на пониженных частотах:

$$W_{\text{П}}^2(f_0) = \psi\ (f_0,\ N,\ \nu_{\text{Э}},\ \alpha_{\text{Т}})\ ;\ P_r(f_0) = \psi[W_{\text{П}}^2(f_0)\ ] .$$

Таким образом, для получения искомой целевой функции $\gamma_{\text{ЭС}} = \psi(P_{\text{ош доп}},\ f_0,\ n,\ R_{\text{БЗ}})$ необходимо решить следующие 5 частных научных задач [100]:

1. Разработать математические модели ионосферы и трансионосферного КС с учетом поглощения волны на пониженных частотах.

Для получения требуемого научного результата (1.124) необходимо определить мощность сигнала на входе ПРМ в зависимости от выбора несущей частоты f_0 волны с учетом ее ослабления из-за поглощения в ионосфере

$$P_r(f_0) = \psi\ [\ W_{\text{П}}^2(f_0)\ ] = \psi\ (f_0,\ N,\ \nu_{\text{Э}},\ \alpha_{\text{Т}})\ . \qquad (1.127)$$

2. Разработать математические модели ионосферы и трансионосферного КС с учетом одновременного поглощения волны и многолучевого ее распространения.

Требуемым научным результатом решения этой задачи является определение мощности сигнала на входе ПРМ в зависимости от выбора несущей частоты с учетом потерь на ее поглощение в ионосфере и быстрых замираний принимаемого сигнала

$$P_r(f_0) = \psi\left\{W_{\text{П}}^2(f_0),\ W_{\text{БЗ}}^2\left[\Delta\varphi_i(f_0)\right]\right\} = \psi(f_0,\ \bar{N},\ \Delta N,\ \nu_{\text{Э}},\ \alpha_{\text{Т}}). \quad (1.128)$$

3. Разработать методику прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах с учетом одновременного поглощения волны и многолучевого ее распространения.

Для получения требуемого научного результата (1.125) необходимо сначала установить зависимость $P_{\text{ош}}$ от отношения С/Ш на входе ПРМ $(h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0))$ и коэффициента глубины быстрых замираний $(\gamma_{\text{БЗ}}^2)$ принимаемого сигнала

$$P_{\text{ош}} = \psi_1[h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0);\ \gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0)], \quad (1.129)$$

где

$$\gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0) = W_{\text{р}}^2(f_0) \big/ W_{\text{фл}}^2(f_0) \quad (1.130)$$

– отношение мощности регулярной $W_{\text{р}}^2(f_0)$ и флуктуационной $W_{\text{фл}}^2(f_0)$ составляющей множителя ослабления волны из-за быстрых замираний: $W_{\text{БЗ}}^2(f_0) = W_{\text{р}}^2(f_0) + W_{\text{фл}}^2(f_0)$, изменяющееся от $\gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0) \to \infty$ (при отсутствии быстрых замираний) до $\gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0) = 0$ (при рэлеевских быстрых замираниях).

4. Разработать методику прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах с учетом одновременного поглощения и многолучевого РРВ при использовании пространственно-разнесенного приема на несколько $(n \geq 4)$ антенн.

Для получения требуемого результата (1.126) необходимо сначала установить зависимость

$$P_{\text{ош}} = \psi_2[h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0);\ n;\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)], \quad (1.131)$$

где

$$R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0) = \exp\left\{ -\left[\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}(f_0)\right]^2 \right\} \le 1 \qquad (1.132)$$

– коэффициент пространственной корреляции быстрых замираний в разнесенных на интервал $\Delta\rho$ антеннах, определяемый интервалом пространственной корреляции быстрых замираний

$$\Delta\rho_{\text{к}}(f_0) = \psi\left\{ W^2_{\text{БЗ}}\left[\Delta\varphi_i(f_0)\right] \right\} \ . \qquad (1.133)$$

5. Разработать методику оценки коэффициента энергетической скрытности ССС при использовании пониженных частот и пространственно-разнесенного приема сигналов.

Требуемым научным результатом решения этой задачи является определение коэффициента энергетической скрытности ССС в зависимости от выбора пониженной несущей частоты, кратности разнесения антенн и корреляции в их быстрых замираний

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп БЗ}} \big/ h^2_{\text{доп } n} = \psi(P_{\text{ош доп}}, n, R_{\text{БЗ}}, f_0) \ . \qquad (1.134)$$

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИОНОСФЕРЫ И ТРАНСИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА СВЯЗИ С УЧЕТОМ ПОГЛОЩЕНИЯ И МНОГОЛУЧЕВОГО РАПРОСТРАНЕНИЯ ВОЛНЫ НА ПОНИЖЕННЫХ ЧАСТОТАХ

Для оценки ПУ ССС, определяемой функциональной зависимостью $P_{\text{ош}} = \psi\left(h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r T_s}{N_0}\right)$, необходимо построить математическую модель КС. Она задается аналитической зависимостью принимаемого сигнала $s_r(t)$ от передаваемого $s_t(t)$, а также некоторых величин ($в$) или функций, описывающих передаточные (или системные) характеристики КС [90]

$$s_r(t) = \psi[s_t(t),\ в] = в \cdot s_t(t)\ . \qquad (2.1)$$

Если величина $в$ характеризует коэффициент передачи и является случайной, то для полного задания модели КС необходимо найти его закон распределения вероятностей. С его помощью определяются статистические характеристики коэффициента передачи и, в частности, математическое ожидание $M(в) = <в> = \bar{в}$ и дисперсия $D(в) = <в^2> = \overline{в^2} = M(в^2)$. Последняя дает возможность определить среднюю мощность принимаемого сигнала

$$\overline{P_r} = \overline{S_r^2} = \overline{в^2} \cdot S_t^2 = \overline{в^2} \cdot P_t\ , \qquad (2.2)$$

его энергию и энергетическое отношение С/Ш на входе ПРМ:

$$\overline{E_r} = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{P_r} dt = \overline{в^2} \int_{-\infty}^{\infty} P_t dt = \overline{в^2} E_t\ ;\ \overline{h^2} = \frac{\overline{E_r}}{N_0} = \frac{\overline{в^2} E_t}{N_0}\ . \qquad (2.3)$$

В простейшем случае, когда коэффициент передачи КС ($в$) является детерминированной величиной, то мощность принимаемого сигнала (2.2), его энергия (2.3) и отношение С/Ш на входе ПРМ (1.12) определяются как:

$$P_r = в^2 P_t\ ;\ E_r = в^2 E_t\ ;\ h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r T_s}{N_0} = \frac{в^2 E_t}{N_0} = \frac{в^2 P_t T_s}{N_0}\ . \qquad (2.4)$$

Очевидно, что коэффициент передачи трансионосферного КС ($в$) можно найти, сравнив выражения для энергетического отношения С/Ш на входе ПРМ в виде (2.4) и (1.100), которое можно записать в виде

$$h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r B_s}{P_0} = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 B_s}{k_Б T_Э \Delta F_0} \cdot W_Т^2 = \frac{P_t G_t G_r W_0^2 T_s}{k_Б T_Э} \cdot W_Т^2 = \\ = \frac{E_t}{N_0} G_t G_r W_0^2 W_Т^2 = h_0^2 W_Т^2 \ . \tag{2.5}$$

Отсюда следует, что коэффициент передачи КС по мощности определяется как

$$в^2 = \frac{P_r}{P_t} = \frac{E_r}{E_t} = \frac{h^2}{(E_t / N_0)} = G_t G_r W_0^2 W_Т^2 = K_0^2 W_Т^2, \tag{2.6}$$

где множители ослабления мощности волны в свободном пространстве (W_0^2) и на трассе ($W_Т^2$) при использовании пониженных частот (30...100 МГц) в ССС определяются согласно (1.25,1.26) и (1.111):

$$W_0^2 = \left(\frac{c}{4 \ \pi \ z_0 \ f_0} \right)^2 = L_0^{-1} \le 1 \ ;$$

$$W_Т^2 \ (f_0) = W_П^2 \ (f_0) \ W_{БЗ}^2 \ (f_0) = L_П^{-1} \ (f_0) \ L_{БЗ}^{-1} \ (f_0) \le 1 \ , \tag{2.7}$$

а коэффициент ослабления мощности передаваемого сигнала (P_t) в свободном пространстве описывается выражением

$$K_0^2 = G_t G_r W_0^2 = G_t G_r \left(\frac{c}{4 \ \pi \ z_0 \ f_0} \right)^2 . \tag{2.8}$$

В простейшем случае, когда коэффициент передачи трансионосферного КС по мощности ($в^2$) является детерминированной величиной, он согласно (2.6–2.8) учитывает только ослабление ($K_{ос}$) волны (сигнала) в свободном пространстве ($K_0^2 \sim W_0^2$) и ее поглощение ($W_П^2$) в ионосфере без учета влияния быстрых замираний ($W_{БЗ}^2 = 1$)

$$в^2 = K_{ос} = G_t G_r W_0^2 W_П^2 (f_0) = K_0^2 W_П^2 (f_0) = K_0^2 L_П^{-1} (f_0) \ . \tag{2.9}$$

Однако требуемое аналитическое выражение для оценки множителя поглощения волны на пониженных частотах ($f_0 = 30...100$ МГц) в зависимости от параметров ионосферы и угла места (1.124)

$$W_{\text{П}}^2(f_0) = L_{\text{П}}^{-1}(f_0) = \psi(f_0,\ N,\ \nu_{\text{Э}},\ \alpha_{\text{Т}})$$

отсутствует.

Поэтому в первую очередь необходимо разработать математическую модель ионосферы (описываемую распределением ее физических параметров $N,\ \nu_{\text{Э}}$), пригодную для аналитической оценки поглощения волны $W_{\text{П}}^2(f_0)$ согласно (1.124). Далее на этой основе возможно определить коэффициент передачи трансионосферного КС (2.9) $в^2 = K_{\text{ос}} = K_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0)$ и разработать его математическую модель согласно (2.1, 2.4), которая позволит получить искомую аналитическую зависимость (1.127)

$$P_r(f_0) = в^2 P_t = \psi[W_{\text{П}}^2(f_0)] = \psi(f_0,\ N,\ \nu_{\text{Э}},\ \alpha_{\text{Т}})$$

мощности сигнала на входе ПРМ ССС в зависимости от выбора несущей частоты (f_0) с учетом ее ослабления из-за поглощения в ионосфере $W_{\text{П}}^2(f_0)$.

Только после определения детерминированных параметров $в^2 \sim W_{\text{П}}^2(f_0)$ и $P_r(f_0) \sim W_{\text{П}}^2(f_0)$ трансионосферного КС (в гл. 2) представляется возможным дополнительно к (2.9) $в^2 = K_{\text{ос}} = K_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0)$ учесть влияние быстрых замираний в этом КС ($W_{\text{БЗ}}^2 \le 1$)

$$в^2 = K_{\text{ос}} W_{\text{БЗ}}^2(f_0) = K_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0) W_{\text{БЗ}}^2(f_0) \qquad (2.10\text{а})$$

и определить согласно (2.2) искомую зависимость (1.128)

$$\begin{gathered}\overline{P_r} = \overline{в^2} P_t = P_t K_0^2\ W_{\text{П}}^2(f_0)\ \overline{W_{\text{БЗ}}^2(f_0)} \equiv P_r(f_0) = \\ = \psi\left\{W_{\text{П}}^2(f_0),\ W_{\text{БЗ}}^2[\Delta\varphi_i(f_0)]\right\}\end{gathered} \qquad (2.10\text{б})$$

средней мощности сигнала на входе ПРМ от выбора несущей частоты (f_0) с учетом потерь на поглощение в ионосфере ($W_{\text{П}}^2$) и проявления быстрых замираний ($W_{\text{БЗ}}^2(\Delta\varphi)$).

2.1 Математическая модель ионосферы для аналитической оценки поглощения волны в ССС

Проведенный в [100] сравнительный анализ влияния поглощения, рефракции, поляризации и дисперсионности волны в ионосфере на вероятность ошибки в ССС показал, что превалирующим фактором является поглощение. Однако известное выражение для оценки потерь на поглощение (1.113) $L_{\text{П(дБ)}} = 2{,}5 \cdot 10^{15} \big/ f_0^2$ имеет низкую точность.

В [50] приведено выражение для оценки потерь передачи на поглощение $L_{\text{П}}$ при РРВ в ССС через ионосферу под углом $\beta_{\text{Т}} = 90^{\circ} - \alpha_{\text{Т}}$ к вертикали в виде

$$L_{\text{П}} = 1 \big/ W_{\text{П}}^2 = \exp\left[2{,}7 \cdot 10^{-7} f_0^{-2} \sec \beta_{\text{Т}} \int_0^{h_{\text{исз}}} N(h) \nu_{\text{Э}}(h) dh \right], \qquad (2.11)$$

где $h_{\text{исз}}$ – высота размещения ИСЗ ССС над поверхностью Земли, $N(h)$ и $\nu_{\text{Э}}(h)$ – электронная концентрация (ЭК) и эффективная частота соударения электронов (ЭЧСЭ) на высоте h.

Потери передачи (2.11) можно оценить в децибелах согласно выражению

$$\begin{gathered} L_{\text{П (дБ)}} = 10 \ \lg L_{\text{П}} = -W_{\text{П (дБ)}}^2 = \\ = 1{,}17 \cdot 10^{-6} f_0^{-2} \sec \beta_{\text{Т}} \int_0^{h_{\text{исз}}} N(h) \nu_{\text{Э}}(h) dh. \end{gathered} \qquad (2.12)$$

Поскольку значения ЭК и ЭЧСЭ за пределами нижней $h_0 \approx 60$ км и верхней $h_{\text{в}} \approx 10^3$ км ионосферных границ равны нулю $(N(h) = 0,\ \nu_{\text{Э}}(h) = 0)$, а высоты размещения ИСЗ для ССС составляют $h_{\text{исз}} \approx 4 \cdot 10^4$ км $>> h_{\text{в}}$, выражения (2.11, 2.12) можно записать в виде:

$$L_{\text{П}} = 1 \big/ W_{\text{П}}^2 = \exp\left[2{,}7 \cdot 10^{-7} f_0^{-2} \sec \beta_{\text{Т}} \int_{h_0}^{h_{\text{в}}} N(h) \ \nu_{\text{Э}}(h) dh \right]; \qquad (2.13)$$

$$L_{\text{П (дБ)}} = -W^2_{\text{П (дБ)}} = 1{,}17 \cdot 10^{-6} f_0^{-2} \sec \beta_{\text{Т}} \int_0^{h_{\text{В}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh. \qquad (2.14)$$

Для расчета $L_{\text{П}}$ согласно (2.13, 2.14) необходимо знать произведение высотных распределений ЭК и ЭЧСЭ $N(h)\nu_{\text{Э}}(h)$.

Пример известных [50] экспериментальных данных о высотном распределении ЭК $N(h)$, ЭЧСЭ $\nu_{\text{Э}}(h)$ и их произведении $N(h)\nu_{\text{Э}}(h)$ в нормальной среднеширотной ионосфере (в период высокой солнечной активности) представлен на рисунке 2.1.

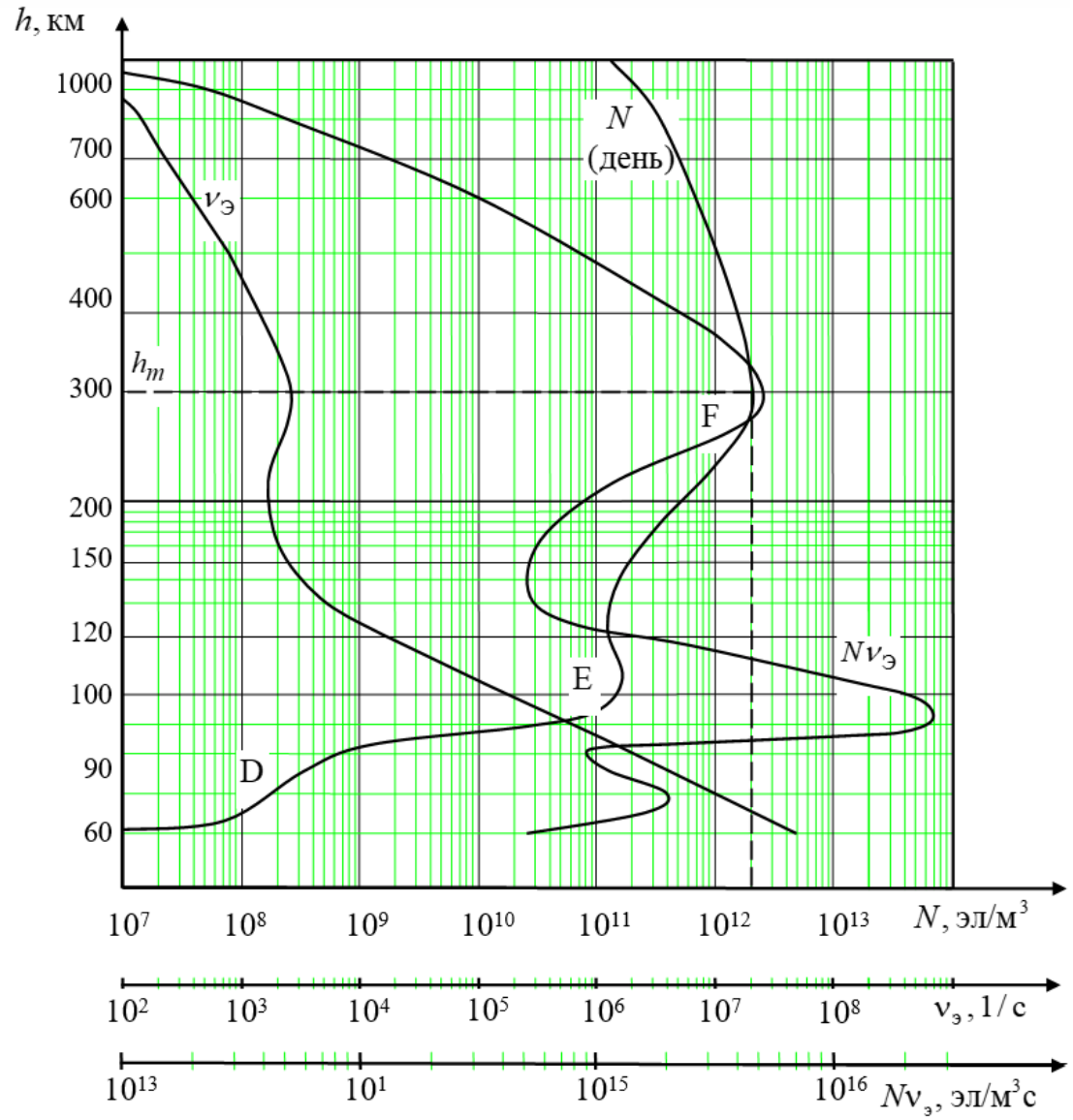


Рисунок 2.1 – Распределения по высоте (h) электронной концентрации (N) и эффективной частоты соударений электронов ($\nu_{\text{Э}}$) в ионосфере

Вследствие сложной высотной зависимости произведения $N(h)\nu_{Э}(h)$, выражения (2.13, 2.14) в общем виде не интегрируются. Поэтому потери на поглощение в ионосфере $L_{П}$ обычно рассчитываются методами численного интегрирования [133].

Результаты расчета ослабления в среднеширотной ионосфере радиоволн с различными частотами f_0 при их вертикальном распространении ($\beta_{Т} = 0$), выполненные согласно (2.14) численными методами интегрирования $N(h)\nu_{Э}(h)$ по данным рисунка 2.1, представлены на рисунке 2.2.

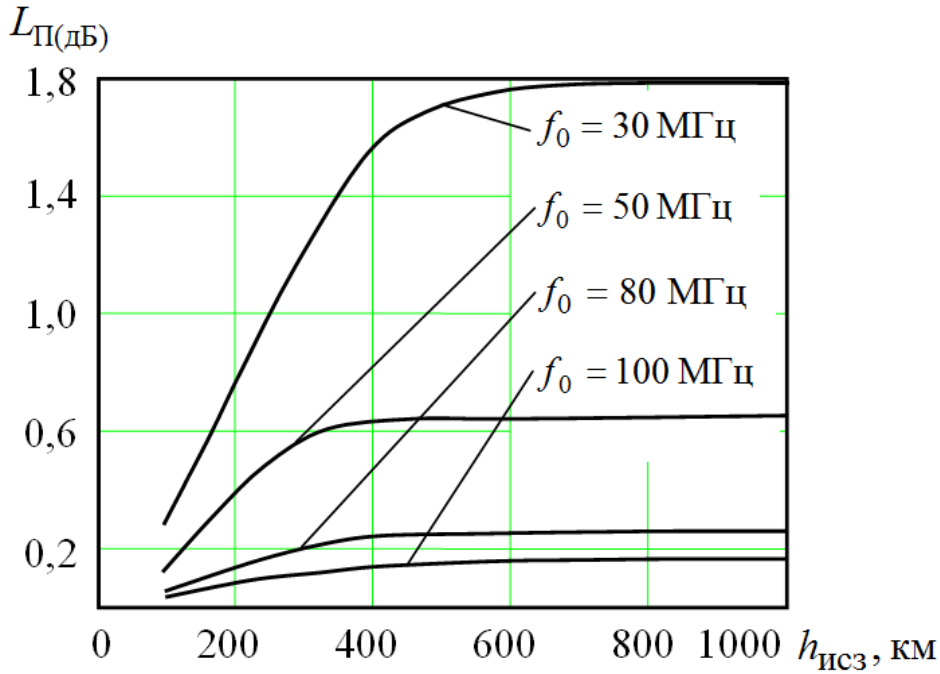


Рисунок 2.2 – Зависимость поглощения радиоволн с различными частотами в ионосфере от высоты размещения ИСЗ

По рисунку 2.2 можно оценить величину потерь в ионосфере $L_{П(дБ)}$ на высотах $h = h_{исз} > h_{в} \approx 1000$ км, где она постоянна ($L_{П(дБ)} = const$). По результатам оценки $L_{П(дБ)}$ при заданных значениях угла ($\beta_{Т}$)и несущей частоты волны ($f_0 = 30;\ 50;\ 80;\ 100$ МГц) можно рассчитать величину интеграла в выражении (2.14) как

$$\int_{h_0}^{h_в} N(h)\nu_Э(h)dh = \frac{L_{П\ (дБ)}}{1{,}17\cdot 10^{-6} f_0^{-2} \sec\ \beta_Т} = 8{,}55\cdot 10^5 L_{П\ (дБ)} f_0^2 \cos\ \beta_Т. \quad (2.15)$$

Результаты расчета искомого интеграла согласно (2.15) при $\beta_Т = 0$ представлены в таблице 2.1 и показывают, что его величина составляет примерно $1{,}37\cdot 10^{21}$(эл/м$^2\cdot$1/с).

Таблица 2.1 – Результаты расчета интегрального произведения ЭК на ЭЧСЭ

f_0(МГц)	$L_{П(дБ)}$	$\int N(h)\nu_Э(h)dh$, (эл/м^2 с)
30	1,78	$1{,}369\cdot 10^{21}$
50	0,64	$1{,}368\cdot 10^{21}$
80	0,25	$1{,}368\cdot 10^{21}$
100	0,16	$1{,}368\cdot 10^{21}$

Подстановка этого значения в (2.14) дает расчетную формулу

$$L_{П\ (дБ)} \approx 1{,}6\cdot 10^{15} f_0^{-2} \sec\ \beta_Т = 1{,}6\cdot 10^{15} f_0^{-2} \mathrm{cosec}\ \alpha_Т\ , \quad (2.16)$$

соответствующую по порядку величины известной (1.113) $L_{П\ (дБ)} \approx 2{,}5\cdot 10^{15} / f_0^2$.

В отличие от последней, приведенная расчетная формула (2.16) для $L_{П\ (дБ)}$ имеет аналитическую зависимость от угла возвышения $\alpha_Т$ (при $\beta_Т = 0$ величина $\alpha_Т = 90^\circ - \beta_Т = 90^\circ$ и значение $L_{П\ (дБ)}$ минимально). Однако в ней отсутствует аналитическая зависимость $L_{П\ (дБ)}$ от параметров ионосферы, поскольку оценка интеграла

$$\int_{h_0}^{h_в} N(h)\nu_Э(h)dh \approx 1{,}37\cdot 10^{21}, \quad \text{эл/м}^2\text{с}, \quad (2.17)$$

получена в [50] методами численного интегрирования произведения $N(h)\nu_Э(h)$, приведенного на рисунке 2.1 для конкретного состояния ионосферы.

Поскольку параметры ионосферы при ее возмущениях могут существенно изменяться, задача разработки аналитической методики оценки $L_{\text{П}}$ сводится к задаче поиска пути аналитического описания интеграла (2.17) [101]. Очевидно, что это можно сделать на основе построения более простой математической модели описания высотного распределения произведения $N(h)\nu_{\text{Э}}(h)$ по сравнению с рисунком 2.1.

Анализ рисунка 2.1 показывает, что в пределах нижней и верхней границ высот ионосферного слоя D (от $h_{0\text{D}} \approx 60$ км до $h_{\text{вD}} \approx 90$ км) и слоя E (от $h_{0\text{E}} \approx 95$ км до $h_{\text{вE}} \approx 120$ км) значения ЭК в первом приближении можно считать постоянными $N(h) \approx N_{\text{D}} \approx 3 \cdot 10^8$ эл/м^3, $N(h) \approx N_{\text{E}} \approx 10^{11}$ эл/м^3, а значения ЭЧСЭ $\nu_{\text{Э}}(h)$ с ростом высоты убывает по линейному (или экспоненциальному) закону. На высотах слоя F (от $h_{0\text{F}} \approx 150$ км до $h_{\text{вF}} \approx 400$ км) значения ЭЧСЭ в первом приближении можно считать постоянными $\nu_{\text{Э}}(h) \approx \nu_{\text{ЭF}} \approx 2 \cdot 10^3$ 1/с, тогда как $N(h)$ с ростом высоты до значения $h = h_m \approx 300$ км, соответствующего максимальной ЭК $N(h_m) = N_m \approx 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3, увеличивается по экспоненте, а при $h > h_m$ спадает по линейному закону.

Исходя из этих допущений искомый интеграл (2.17) можно представить в виде трех слагаемых, соответствующих высотам слоев D, E и F, как [101, 131]

$$\int_{h_0}^{h_{\text{в}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh = \int_{h_{0\text{D}}}^{h_{\text{вD}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh + \int_{h_{0\text{E}}}^{h_{\text{вE}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh + \int_{h_{0\text{F}}}^{h_{\text{вF}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh \approx$$

$$\approx N_D \int_{h_{0\text{D}}}^{h_{\text{вD}}} \nu_{\text{Э}}(h)dh + N_E \int_{h_{0\text{E}}}^{h_{\text{вE}}} \nu_{\text{Э}}(h)dh + \nu_{\text{ЭF}} \int_{h_{0\text{F}}}^{h_{\text{вF}}} N(h)dh. \qquad (2.18)$$

В соответствии с выражением (2.18) распределения по высоте параметров $N(h)$ и $\nu_{\text{Э}}(h)$ ионосферы в ее слоях можно представить в виде моделей, показанных на рисунке 2.3 сплошными линиями.

Штрихпунктирными линиями на рисунке 2.3 показаны истинные высотные зависимости $N(h)$ и $\nu_Э(h)$, приведенные на рисунке 2.1.

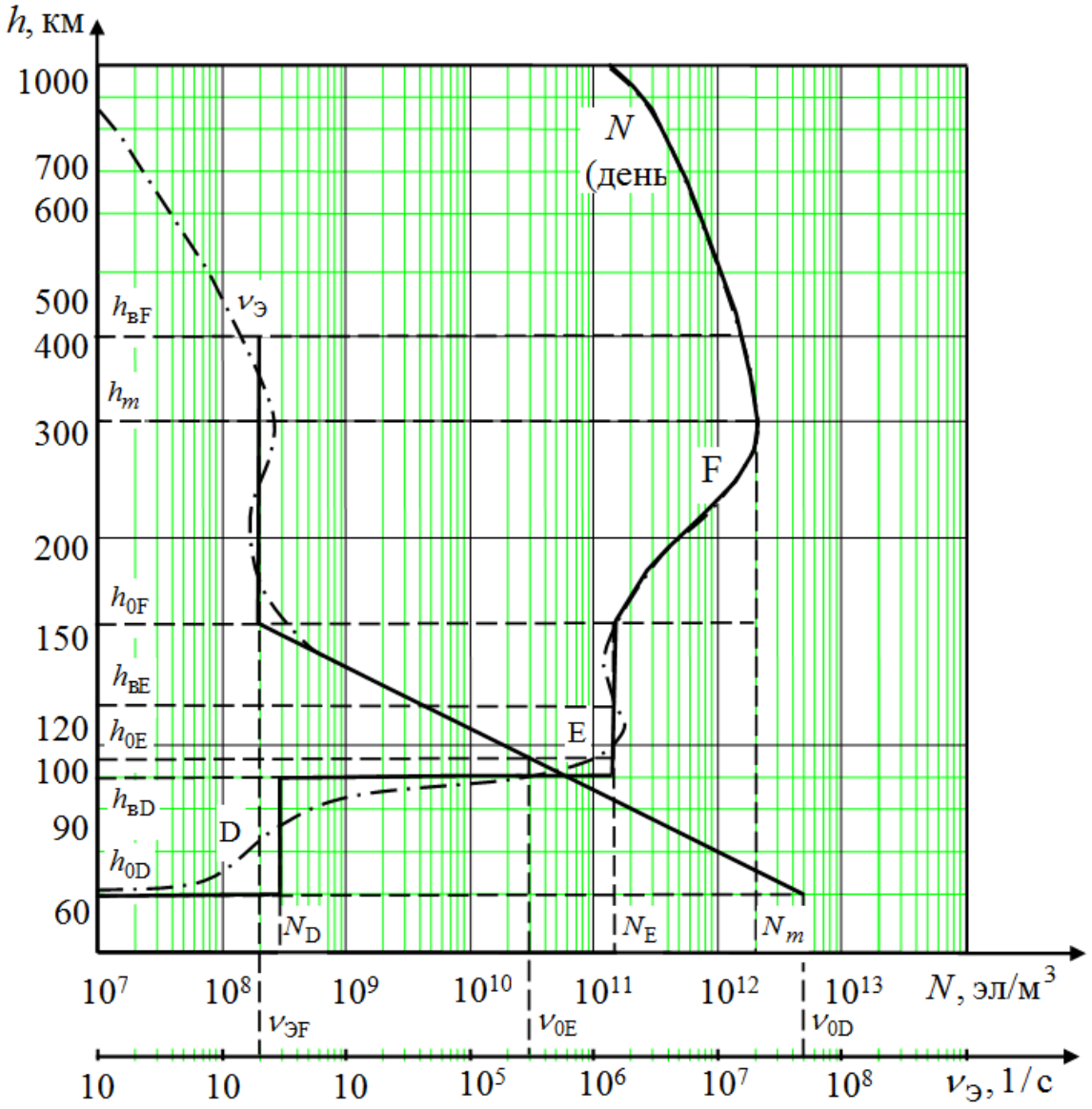


Рисунок 2.3 – Модели распределения по высоте (h) электронной концентрации (N) и эффективной частоты соударения электронов $\nu_Э$ в слоях D, E и F ионосферы

Распределение ЭК на высотах слоя F (до значения $h = h_m$ и выше) обычно аппроксимируется линейно-экспоненциальным законом вида [111, 113].

$$N(h) = 1{,}7 N_m \frac{h - h_0}{h_m - h_0} \exp\left[-\frac{(h - h_0)^2}{2(h_m - h_0)^2} \right]. \qquad (2.19)$$

В соответствии с (2.19) интегральная ЭК (или полное электронное содержание) в ионосфере (N_T), определяемая в основном слоем F (т.е. $N_\text{T} \approx N_\text{TF}$), находится согласно выражению [113]

$$N_\text{T} = \int_0^\infty N(h)dh \approx \int_{h_{0\text{F}}}^{h_{\text{в}\text{F}}} N(h)dh = 1{,}7 N_m (h_m - h_{0\text{F}}) = N_m h_{\text{Э}\text{F}} = N_\text{TF}, \qquad (2.20)$$

где $h_{\text{Э}\text{F}} = 1{,}7 N_m (h_m - h_{0\text{F}})$ – эквивалентная толщина слоя F с неизменной по высоте ЭК, равной ее максимальному значению $N(h) = N_m$.

Распределения ЭЧСЭ в пределах слоев D и E обычно аппроксимируются экспоненциальными зависимостями вида [35, 124]

$$\nu_\text{Э}(h) = \nu_0 \exp[-(h - h_0)/H_\text{пр}], \qquad (2.21)$$

где ν_0 – значение ЭЧСЭ на нижней границе h_0 слоя; $H_\text{пр} = k_\text{Б} T / m_e g$ – приведенная высота атмосферы; $k_\text{Б}$ – постоянная Больцмана; T – температура среды; m_e – масса электрона; g – ускорение свободного падения.

Интеграл от (2.21) определяется как [35]

$$\int_{h_0}^{h_\text{в}} \nu_\text{Э}(h)dh = \nu_0 H_\text{пр} \left\{ 1 - \exp\left[-(h_\text{в} - h_0)/H_\text{пр} \right] \right\} = \nu_0 h_\text{Э} = \nu_\text{T}, \qquad (2.22)$$

где $(h_\text{в} - h_0)$ – толщина слоя D или E от его верхней границы до нижней.

Тогда величину

$$h_\text{Э} = H_\text{пр} \left\{ 1 - \exp[-(h_\text{в} - h_0)/H_\text{пр}] \right\} \qquad (2.23)$$

можно по аналогии с $h_{\text{Э}\text{F}}$ назвать эквивалентной толщиной слоя D или E с неизменной по высоте ЭЧСЭ, равной ее значению (максимальному) на нижней границе слоя $\nu_\text{Э}(h) = \nu_\text{Э}(h_0) = \nu_0$. Поэтому произведение $\nu_0 h_\text{Э} = \nu_\text{T}$ по аналогии с (2.20) можно считать интегральной эффективной частотой соударений электронов в слое D($\nu_{\text{T}\text{D}}$) или E($\nu_{\text{T}\text{E}}$).

В соответствии с (2.20, 2.22) интеграл (2.18) можно записать в виде аналитического выражения [101, 131]

$$\int_{h_0}^{h_в} N(h)\nu_Э(h)dh \approx N_D\nu_{TD} + N_E\nu_{TE} + \nu_{ЭF}N_{TF} = \\ = N_D\nu_{0D}h_{ЭD} + N_E\nu_{0E}h_{ЭE} + \nu_{ЭF}N_m h_{ЭF}. \quad (2.24)$$

Тогда подстановка результата (2.24) построения упрощенной математической модели ионосферы (рисунок 2.3) в выражение (2.14) для оценки потерь передачи в ССС на поглощение радиоволн в ионосфере позволяет с учетом равенства $\sec\beta_T = \mathrm{cosec}\,\alpha_T$ записать его в виде аналитической формулы $L_{П\,(дБ)}$

$$L_{П\,(дБ)} = -W^2_{П\,(дБ)} \approx 1{,}17\cdot 10^{-6} f_0^{-2}\mathrm{cosec}\,\alpha_T\,(N_D\nu_{0D}h_{ЭD} + \\ + N_E\nu_{0E}h_{ЭE} + \nu_{ЭF}N_m h_{ЭF}), \quad (2.25)$$

где значения эквивалентной толщины ($h_Э$) ионосферных слоев D, E и F определяются согласно (2.20–2.23).

Проанализируем точность оценки $L_П$ с помощью полученной расчетной формулы (2.25) по сравнению с известной $L_{П\,(дБ)} \approx 2{,}5\cdot 10^{15} f_0^{-2}$ и истинным значением (2.16).

Напомним, что в соответствии с рисунками 2.2, 2.3 были приняты исходные допущения о постоянстве следующих параметров:

$$N_D \approx 3\cdot 10^8 \ \text{эл}/\text{м}^3; \quad (2.26)$$

$$N_E \approx 10^{11} \ \text{эл}/\text{м}^3; \ \nu_{ЭF} \approx 2\cdot 10^3 \ 1/\text{с}. \quad (2.27)$$

В соответствии с выражением (2.20) эквивалентная толщина слоя F с нижней границей $h_{0F} \approx 150$ км и высотой максимума ЭК $h_m \approx 300$ км (см. рисунок 2.3) составляет

$$h_{ЭF} = 1{,}7(h_m - h_{0F}) \approx 2{,}55\cdot 10^5 \text{м} = 255 \text{ км}, \quad (2.28)$$

а интегральная ЭК в нормально й ионосфере с $N(h_m) = N_m \approx 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3 равна $N_{\text{Т}} \approx N_m h_{\text{ЭF}} = 5{,}1 \cdot 10^{17}$ эл/м^2 (что соответствует ее типовому значению [111] в год высокой солнечной активности).

Теперь определим согласно (2.23) эквивалентную толщину слоя D и слоя E (т.е. $h_{\text{ЭD}}$ и $h_{\text{ЭE}}$).

Значение входящей в (2.23) приведенной высоты атмосферы составляет $H_{\text{прD}} \approx 8{,}2$ км на уровне слоя D [32] и $H_{\text{прE}} \approx 10$ км на уровне слоя E [111]. Поэтому эквивалентная толщина слоя D, имеющего реальную толщину $h_{\text{вD}} - h_{0\text{D}} = 90 - 60 = 30$ км, будет равна

$$h_{\text{ЭD}} = H_{\text{прD}} \left\{ 1 - \exp[-(h_{\text{вD}} - h_{\text{прD}}) / H_{\text{прD}}] \right\} \approx 8 \cdot 10^3 \text{м} = 8 \text{ км}. \qquad (2.29)$$

Аналогично рассчитывается эквивалентная толщина слоя E с реальной толщиной $h_{\text{в}E} - h_{0\text{E}} = 120 - 95 = 25$ км

$$h_{\text{ЭE}} = H_{\text{прE}} \left\{ 1 - \exp[-(h_{\text{вE}} - h_{\text{прE}}) / H_{\text{прE}}] \right\} \approx 9{,}2 \cdot 10^3 \text{м} = 9{,}2 \text{ км}. \qquad (2.30)$$

В соответствии с рисунками 2.1, 2.3 значения ЭЧСЭ на нижних границах слоя D и слоя E (т.е. при $h_{0\text{D}} \approx 60$ км и $h_{0\text{E}} \approx 95$ км) составляют $\nu_{0\text{D}} \approx 5 \cdot 10^7$ 1/с и $\nu_{0\text{E}} \approx 3 \cdot 10^5$ 1/с.

Подставляя значения указанных параметров в формулы (2.24, 2.25), получим [101]:

$$\int_{h_0}^{h_{\text{в}}} N(h) \nu_{\text{Э}}(h) dh = N_{\text{D}} \nu_{0\text{D}} h_{\text{ЭD}} + N_{\text{E}} \nu_{0\text{E}} h_{\text{ЭE}} + \nu_{\text{ЭF}} N_m h_{\text{ЭF}} \approx$$

$$\approx 3 \cdot 10^8 \cdot 5 \cdot 10^7 \cdot 8 \cdot 10^3 + 10^{11} \cdot 3 \cdot 10^5 \cdot 9{,}2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{12} \cdot 2{,}55 \cdot 10^5 = \qquad (2.31)$$

$$= 1{,}2 \cdot 10^{20} + 2{,}8 \cdot 10^{20} + 10{,}2 \cdot 10^{20} = 1{,}42 \cdot 10^{21} \text{ (эл/м}^2\text{с)};$$

$$L_{\text{П (дБ)}} = -W^2_{\text{П (дБ)}} \approx 1{,}67 \cdot 10^{15} f_0^{-2} \text{cosec } \alpha_{\text{Т}}. \qquad (2.32)$$

Графики зависимости $L_{\text{П (дБ)}}$ от f_0, построенные согласно модели ионосферы (рисунок 2.3) по полученной формуле (2.32) при различных углах

возвышения $\beta_{\text{Т}}$ и по известной формуле $L_{\text{П (дБ)}} \approx 2{,}5 \cdot 10^{15} f_0^{-2}$ (штрихпунктирная линия) приведены на рисунке 2.4.

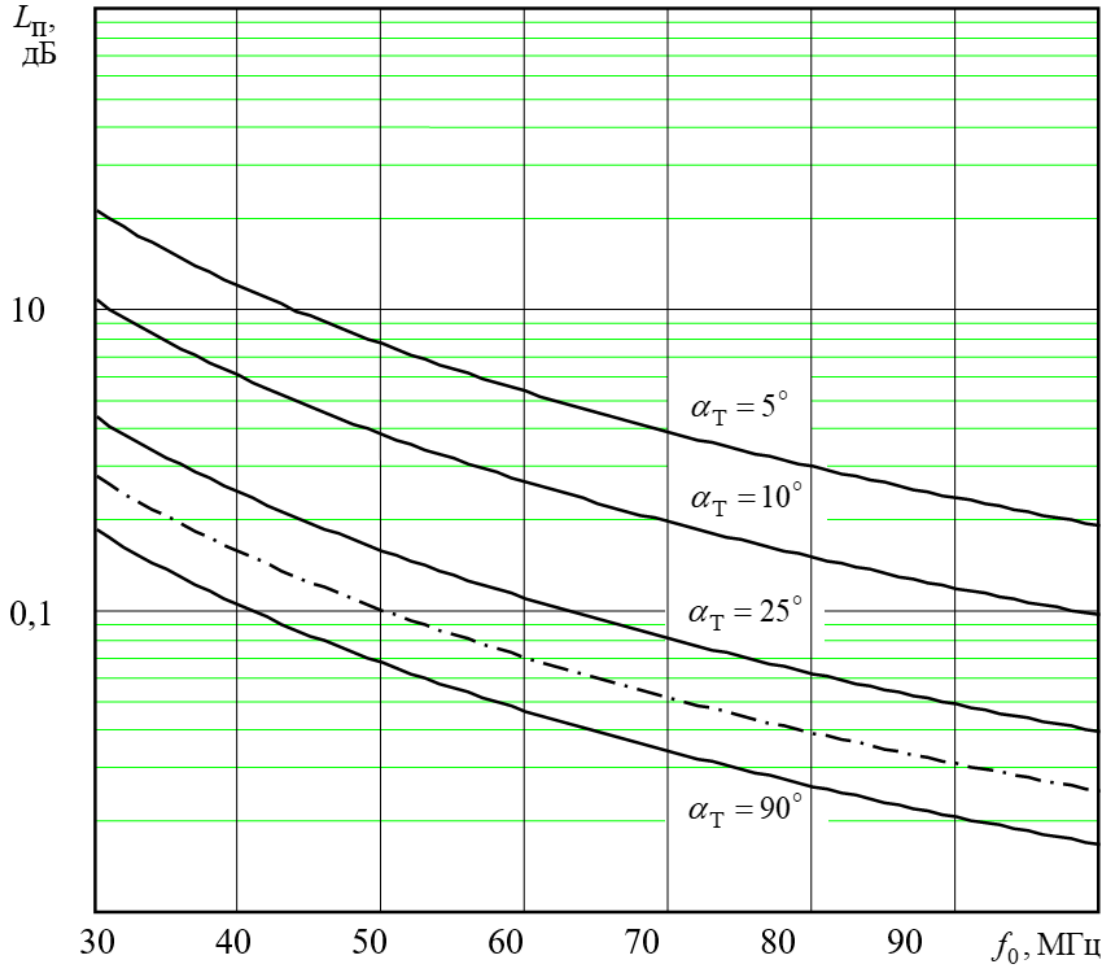


Рисунок 2.4 – Зависимость потерь передачи в ССС из-за поглощения радиоволн в нормальной ионосфере от несущей частоты (f_0) и угла возвышения ($\alpha_{\text{Т}}$) антенны

Анализ рисунка 2.4 показывает, что оценки потерь на поглощение волны в ионосфере, произведенные по известной (1.113) формуле (штрихпунктирная линия) и полученной (2.25, 2.32) могут отличаться в 7 раз и при низких углах возвышения ($\alpha_{\text{Т}} = 5^\circ$) достигать 20,6 дБ вместо 2,8 дБ на частоте $f_0 = 30$ МГц и 1,8 дБ вместо 0,25 дБ на частоте $f_0 = 100$ МГц.

Погрешность расчета $L_{\text{П}}$ по полученной формуле (2.32) относительно ее истинного значения (2.16) не превышает 5 % при любых значениях f_0 и $\alpha_{\text{Т}}$.

Учитывая взаимосвязь $L_{\text{П (дБ)}} = -W^2_{\text{П (дБ)}}$, в таблице 2.2 приведены результаты расчета согласно (2.32) коэффициентов поглощения $W^2_{\text{П (дБ)}}$ и $W^2_{\text{П}}$ волны с различными частотами f_0 в ионосфере при распространении под различными углами $\alpha_{\text{Т}}$.

Таблица 2.2 – Коэффициенты поглощения на различных частотах при распространении под различными углами

$\alpha_{\text{Т}}$	Коэффициент поглощения волны в ионосфере $W^2_{\text{П}} = L^{-1}_{\text{П}}$ и $W^2_{\text{П(дБ)}} = -L_{\text{П(дБ)}}$ на частотах f_0, МГц						
	30	40	50	60	70	80	100
90°	65°	$\frac{0,79}{-1,03\text{дБ}}$	$\frac{0,86}{-0,63\text{дБ}}$	$\frac{0,9}{-0,46\text{дБ}}$	$\frac{0,925}{-0,33\text{дБ}}$	$\frac{0,94}{-0,25\text{дБ}}$	$\frac{0,96}{-0,17\text{дБ}}$
60°	$\frac{0,62}{-2,1\text{дБ}}$	$\frac{0,76}{-1,2\text{дБ}}$	$\frac{0,84}{-0,73\text{дБ}}$	$\frac{0,89}{-0,53\text{дБ}}$	$\frac{0,91}{-0,39\text{дБ}}$	$\frac{0,936}{-0,29\text{дБ}}$	$\frac{0,95}{-0,18\text{дБ}}$
25°	$\frac{0,37}{-4,32\text{дБ}}$	$\frac{0,57}{-2,43\text{дБ}}$	$\frac{0,7}{-1,55\text{дБ}}$	$\frac{0,78}{-1,05\text{дБ}}$	$\frac{0,83}{-0,79\text{дБ}}$	$\frac{0,87}{-0,61\text{дБ}}$	$\frac{0,91}{-0,39\text{дБ}}$
10°	$\frac{0,09}{-10,4\text{дБ}}$	$\frac{0,26}{-5,9\text{дБ}}$	$\frac{0,43}{-3,6\text{дБ}}$	$\frac{0,55}{-2,6\text{дБ}}$	$\frac{0,64}{-1,9\text{дБ}}$	$\frac{0,72}{-1,4\text{дБ}}$	$\frac{0,81}{-0,92\text{дБ}}$
5°	$\frac{8,6\cdot10^{-3}}{-20,6\text{дБ}}$	$\frac{6,6\cdot10^{-2}}{-11,8\text{дБ}}$	$\frac{0,19}{-7,3\text{дБ}}$	$\frac{0,3}{-5,2\text{дБ}}$	$\frac{0,41}{-3,8\text{дБ}}$	$\frac{0,52}{-2,9\text{дБ}}$	$\frac{0,65}{-1,8\text{дБ}}$

На основе изложенного выше можно делать следующие выводы:

1) потери передачи в ССС из-за поглощения волны в ионосфере ($L_{\text{П}}$) определяются согласно (2.13, 2.14) значениями несущей частоты (f_0), угла

возвышения антенны $\alpha_{\text{Т}} = 90^{\circ} - \beta_{\text{Т}}$ и интеграла от произведения высотных распределений ЭК и ЭЧСЭ: $\int N(h)\nu_{\text{Э}}(h)$;

2) поскольку высотная зависимость произведения $N(h)\nu_{\text{Э}}(h)$ является весьма сложной (рисунок 2.1), произвести оценку $L_{\text{П}} \sim \int N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh$ можно лишь трудоемкими методами численного интегрирования;

3) если ввести допущения о постоянстве ЭК на высотах слоя D и E (т.е. $N(h_{\text{D}}) \approx N_{\text{D}} = const$, $N(h_{\text{E}}) \approx N_{\text{E}} = const$) и ЭЧСЭ на высотах слоя F (т.е. $\nu_{\text{Э}}(h_{\text{F}}) \approx \nu_{\text{ЭF}} = const$), то модель высотного распределения параметров ионосферы можно представить в упрощенном виде рисунок 2.3, а искомый интеграл можно записать в виде аналитического выражения (2.24) из трех слагаемых, зависящих от интегральных ЭК в слое F ($N_{\text{TF}} = N_m h_{\text{ЭF}}$) и интегральных ЭЧСЭ в слое D и E ($\nu_{\text{TD}} = \nu_{0\text{D}} h_{\text{ЭD}}$ и $\nu_{\text{TE}} = \nu_{0\text{E}} h_{\text{ЭE}}$);

4) такая модель ионосферы позволяет представить выражение (2.14) для оценки $L_{\text{П}}$ в виде аналитической формулы (2.25); погрешность расчетов с помощью этой формулы не превышает 5% по сравнению с истинным значением $L_{\text{П}}$ (2.16);

5) проведенные на основе полученной формулы (2.25, 2.32) расчеты (рисунок 2.4) показали, что потери из-за поглощения в ионосфере могут в 7 раз превышать рассчитанные по известной формуле $L_{\text{П (дБ)}} \approx 2{,}5 \cdot 10^{15} f_0^{-2}$ при низких углах возвышения $\alpha_{\text{Т}} = 5^{\circ}$.

Таким образом, на основе построения упрощенной математической модели распределения по высоте параметров ионосферы (рисунок 2.3) разработана [101] аналитическая методика оценки потерь на поглощение радиоволн $L_{\text{П (дБ)}} = -W^2_{\text{П (дБ)}}$ (2.25) для ССС в зависимости от выбора их несущей частоты (f_0), угла возвышения ($\beta_{\text{Т}}$) и значений физических параметров ионосферных слоев D ($N_{\text{D}}\nu_{0\text{D}}h_{\text{ЭD}}$), E ($N_{\text{E}}\nu_{0\text{E}}h_{\text{ЭE}}$) и F ($\nu_{\text{ЭF}}N_m h_{\text{ЭF}}$).

Однако данная методика представляется достаточно сложной из-за необходимости учета потерь на поглощение ($L_{\text{П}}$) в трех слоях атмосферы (D, E, F). Поэтому в [100] подробно обоснована методика оценки потерь на поглощение в ионосфере ($L_{\text{П}}$) с учетом параметров только одного слоя F. Суть этой методики состоит в следующем.

Анализ слагаемых выражения (2.31) и модели рисунка 2.3 показывает, что основной вклад в результирующее значение интегрального произведения ЭК и ЭЧСЭ ($1{,}42\cdot10^{21}$ эл/м^{2}с) вносит слой $F(\nu_{\text{ЭF}}N_m h_{\text{ЭF}} \approx 1{,}02\cdot10^{21}$ эл/м^{2}с). В свою очередь, основной вклад в последнее значение вносит интегральная ЭК слоя F ($N_{\text{T}} = N_m h_{\text{ЭF}} \approx 5{,}1\cdot10^{17}$ эл/м^{2}с). Заметим, что согласно принятой модели высотного распределения ЭК (рисунок 2.3) в слоях D и E значения интегральной ЭК в этих слоях можно принять равными:

$$N_{\text{TD}} = N_{\text{D}}(h_{\text{вD}} - h_{0\text{D}}) = N_{\text{D}}h_{\text{D}} \approx 3\cdot10^{8}(9\cdot10^{10} - 6\cdot10^{4}) = \\ = 3\cdot10^{8}\cdot3\cdot10^{4} = 9\cdot10^{12}(\text{эл}/\text{м}^2)\ , \tag{2.33}$$

$$N_{\text{TE}} = N_{\text{E}}(h_{\text{вE}} - h_{0\text{E}}) = N_{\text{E}}h_{\text{E}} \approx 10^{11}(12\cdot10^{4} - 9{,}5\cdot10^{4}) = \\ = 10^{11}\cdot2{,}5\cdot10^{4} = 2{,}5\cdot10^{15}(\text{эл}/\text{м}^2)\ , \tag{2.34}$$

Анализ выражения (2.33, 2.34) и рисунка 2.3 показывает, что интегральная ЭК в слое F намного выше, чем в нижних слоях ионосферы

$$N_{\text{TF}} \approx 5\cdot10^{17}(\text{эл}/\text{м}^2) >> N_{\text{TE}} \approx \\ \approx 2{,}5\cdot10^{15}(\text{эл}/\text{м}^2) >> N_{\text{TD}} \approx 9\cdot10^{12}(\text{эл}/\text{м}^2)\ , \tag{2.35}$$

а интегральной произведение ЭК на ЭЧСЭ в слое F лишь немного меньше, чем во всей ионосфере (2.31)

$$N_{\text{TF}}\cdot\nu_{\text{ЭF}} = \nu_{\text{ЭF}}N_m h_{\text{ЭF}} \approx 10{,}2\cdot10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с}) < \\ < \int_{h_0}^{h_{\text{В}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh \approx 14{,}2\cdot10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с})\ . \tag{2.36}$$

Поэтому можно считать, что отличие интегрального произведения $N_{\text{TF}}\cdot\nu_{\text{ЭF}} \approx 10{,}2\cdot10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с})$ от истинного значения $14{,}2\cdot10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с})$

обусловлено тем, что ЭЧСЭ в слое F меньше, чем в нижних слоях ионосферы $\nu_{\text{ЭF}} < \nu_{\text{ЭE}} < \nu_{\text{ЭD}}$.

Тогда с учетом (2.35, 2.36) выражение (2.24) для интегрального произведения ЭК на ЭЧСЭ в ионосфере можно записать через интегральную ЭК слоя F как

$$\int_{h_0}^{h_\text{в}} N(h)\nu_\text{Э}(h)\,dh \approx N_{\text{TF}} \cdot \nu_{\text{ЭF}} \cdot \delta\nu_{\text{ЭF}} = N_{\text{TF}} \cdot \nu_{\text{ЭF}(\delta)} = N_m h_{\text{ЭF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)}\,, \quad (2.37)$$

где

$$\delta\nu_{\text{ЭF}} = \frac{\int_{h_0}^{h_\text{в}} N(h)\nu_\text{Э}(h)\,dh}{N_{\text{TF}} \cdot \nu_{\text{ЭF}}} = \frac{\nu_{\text{ЭF}(\delta)}}{\nu_{\text{ЭF}}} \approx \frac{14{,}2 \cdot 10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с})}{10{,}2 \cdot 10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с})} \approx 1{,}39 \quad (2.38)$$

– поправочный коэффициент к величине ЭЧСЭ в слое F ионосферы.

С учетом поправочного коэффициента $\delta\nu_{\text{ЭF}} \approx 1{,}39$ к величине $\nu_{\text{ЭF}} \approx 2 \cdot 10^3(\text{с}^{-1})$ выражение (2.37) принимает истинное значение

$$\int_{h_0}^{h_\text{в}} N(h)\nu_\text{Э}(h)\,dh \approx N_{\text{TF}} \cdot \nu_{\text{ЭF}} \cdot \delta\nu_{\text{ЭF}} = N_{\text{TF}} \cdot \nu_{\text{ЭF}(\delta)} = N_m h_{\text{ЭF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} =$$

$$= 5{,}1 \cdot 10^{17} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}39 \approx 5{,}1 \cdot 10^{17} \cdot 2{,}78 \approx$$
$$\approx 2 \cdot 10^{12} \cdot 2{,}55 \cdot 10^5 \cdot 2{,}78 \cdot 10^3 \approx 14{,}2 \cdot 10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с})\,. \quad (2.39)$$

Модель распределения в ионосфере интегрального произведения ЭК на ЭЧСЭ в виде произведения (2.39) $N_{\text{TF}} \cdot \nu_{\text{ЭF}(\delta)}$ интегральной ЭК в слое F на увеличенное (в $\delta\nu_{\text{ЭF}} \approx 1{,}39$ раз) значение ЭЧСЭ в этом слое приведена на рисунке 2.5. Таким образом, разработанную выше модель ионосферы (рисунок 2.3) в виде суммы трех слагаемых (2.24, 2.31) целесообразно представить в более простом виде (одним слагаемым) как произведение (2.39)

$$\int_{h_0}^{h_\text{в}} N(h)\nu(h)\,dh \approx N_\text{D}\nu_{0\text{D}}h_{\text{ЭD}} + N_\text{E}\nu_{0\text{E}}h_{\text{ЭE}} + \nu_{\text{ЭF}}N_m h_{\text{ЭF}} \approx$$
$$\approx N_m h_{\text{ЭF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} = N_{\text{TF}} \cdot \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \approx 14{,}2 \cdot 10^{20}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с})\,, \quad (2.40)$$

где

$$N_{\text{TF}} = N_m h_{\text{ЭF}} = 2 \cdot 10^{12} \cdot 2{,}55 \cdot 10^5 = 5{,}1 \cdot 10^{17} \left(\text{эл}/\text{м}^2\text{с}\right),$$

$$\nu_{\text{ЭF}(\delta)} = \nu_{\text{ЭF}} \delta\nu_{\text{ЭF}} = 2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}39 = 2{,}78 \cdot 10^3 (\text{с}^{-1}).$$

Это позволяет записать выражение (2.13) для оценки множителя поглощения волны в ионосфере в самом простом виде [101, 131]

$$W_{\text{П}}^2 = L_{\text{П}}^{-1} = \exp\left[-2{,}7 \cdot 10^{-7} f_0^{-2} \sec \beta_{\text{T}} \int_{h_0}^{h_{\text{B}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh\right] = \\ = \exp\left[-2{,}7 \cdot 10^{-7} \left(N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{T}}\right) / f_0^2\right], \qquad (2.41.\text{а})$$

или в децибелах

$$W_{\text{П(дБ)}}^2 = -L_{\text{П(дБ)}} = -1{,}17 \cdot 10^{-6} \left(N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{T}}\right) / f_0^2 \ . \qquad (2.41.\text{б})$$

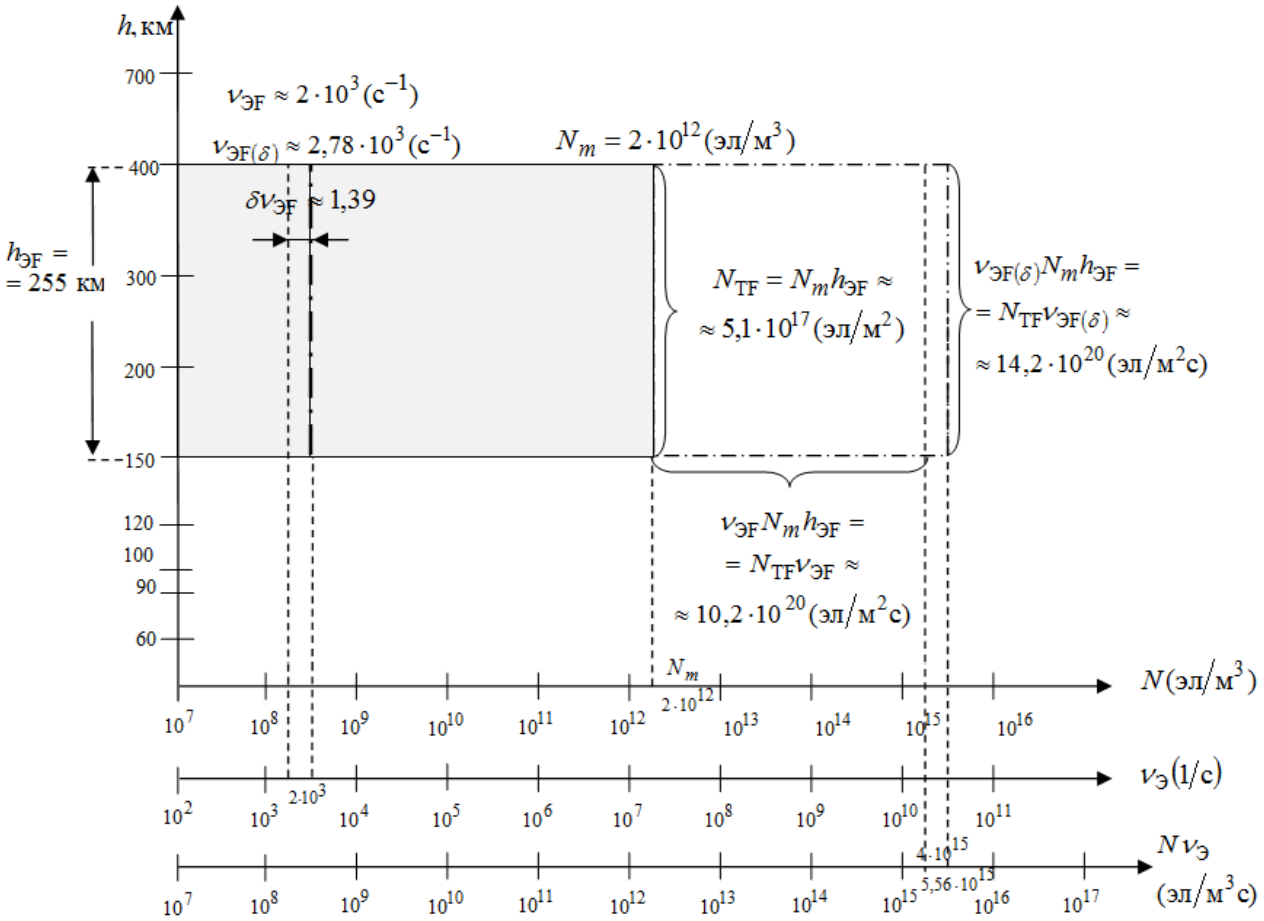


Рисунок 2.5 – Модель распределения в ионосфере интегрального произведения ЭЧСЭ в виде произведения интегральной ЭК в слое F (N_{TF}) на увеличенное значение ЭЧСЭ ($\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$)

Для разработки модели трансионосферного канала связи с учетом поглощения волны на пониженных частотах ($f_0 < 100$ МГц) упрощенную модель ионосферы (рисунок 2.5) целесообразно представить в виде совокупности (рисунок 2.6) однородного по высоте $h_{\text{ЭF}}$ толстого слоя с ЭК, равной N_m, описываемого интегральной ЭК слоя F ионосферы $N_{\text{TF}} = N_m h_{\text{ЭF}}$, и расположенного на его нижней границе бесконечно тонкого слоя, где происходят лишь столкновения электронов с нейтральными молекулами с эффективной частотой, равной $\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$.

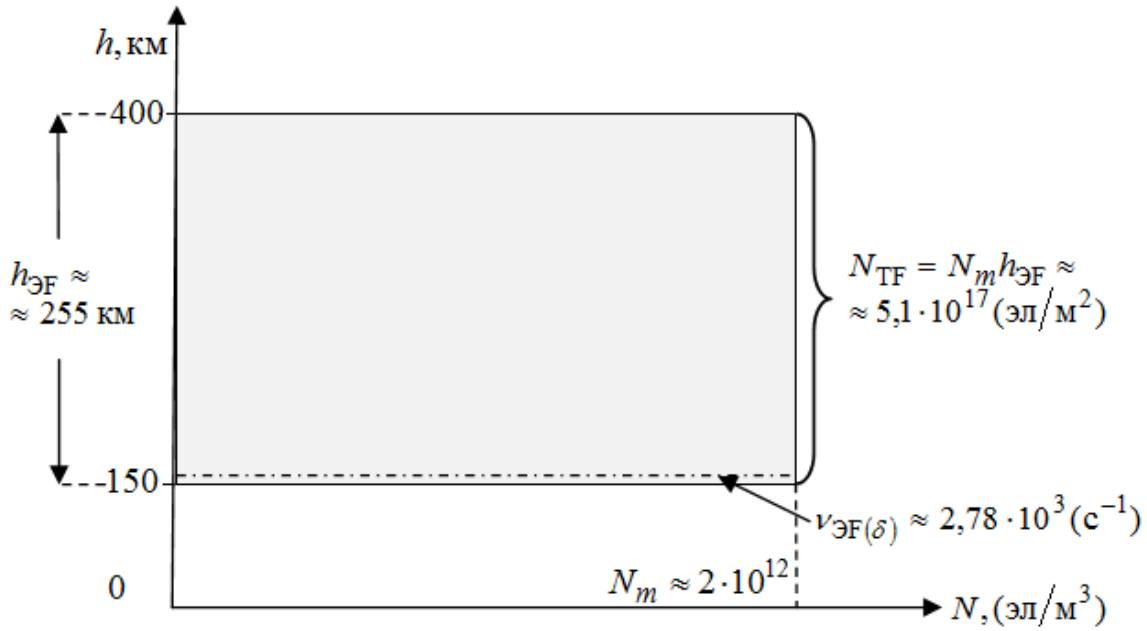


Рисунок 2.6 – Модель ионосферы в виде толстого ($h_{\text{ЭF}}$) однородного слоя с интегральной ЭК в F слое N_{TF} и расположенного на его нижней границе тонкого слоя с соударениями электронов $\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$

Таким образом, разработана математическая модель ионосферы с учетом поглощения волны, описывающая интегральное произведение ЭК на ЭЧСЭ по всем высотам, в виде (2.39) произведения интегральной ЭК в слое F на увеличенное значение ЭЧСЭ в этом слое. Эта модель приведена на рисунке 2.6 и позволяет получить искомую зависимость (1.124) $W_{\text{П}}^2 = \psi\ (f_0,\ N,\ \nu_{\text{Э}},\ \alpha_{\text{T}})$ в виде выражения (2.41).

2.2 Математическая модель трансионосферного канала связи с учетом поглощения волны на пониженных частотах

Согласно [133] наибольшие трудности в обеспечении реального отношения С/Ш на входе ПРМ (т.е. на выходе КС) $h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r T_s}{N_0}$ возникают в радиолинии ИСЗ-земная станция (ЗС) вследствие ограниченной мощности бортового передатчика $P_t \sim P_r$. Поэтому разработку математической модели трансионосферного КС ограничим участком ИСЗ-ЗС.

Рассмотрим простейший случай излучения с ИСЗ монохроматической волны с частотой $\omega_0 = 2\pi f_0$, мощностью P_t и начальной фазой Φ_t [17, 60]

$$\begin{aligned} s_t(t) &= \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\left\{\dot{s}_t(t)\right\} = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\left\{\dot{S}_t e^{j\omega_0 t}\right\} = \\ &= \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\left\{S_t e^{j\Phi_t} e^{j\omega_0 t}\right\} = \sqrt{2}\,\mathrm{Re}\left\{\sqrt{P_t} e^{j\Phi_t} e^{j\omega_0 t}\right\}, \end{aligned} \tag{2.42}$$

где $S_t = \sqrt{P_t}$ и $\dot{S}_t = S_t e^{j\Phi_t}$ – амплитуда и комплексная амплитуда передаваемого сигнала, $\dot{s}_t(t) = \dot{S}_t e^{j\omega_0 t}$ – комплексный передаваемый сигнал.

Сначала проанализируем качественно процесс вертикального ($\alpha_\mathrm{T} = 90^\circ, \beta_\mathrm{T} = 0^\circ$) трансионосферного РРВ (рис. 2.7) от ИСЗ (ПРД ССС) до ЗС (ПРМ ССС) с учетом поглощения волны в ионосфере, описываемой моделью рис. 2.6.

Эквивалентная толщина ионосферы $h_{\mathrm{ЭF}} = h_в - h_0 \approx 400$ км $- 150$ км на рис. 2.7 соответствует расстоянию $z_\mathrm{Э} = h_{\mathrm{ЭF}} \approx 255$ км, расстояние от ИСЗ ($h_{\mathrm{исз}}$) до верхней границы ($h_в \approx 400$ км) ионосферы обозначено как $z_0 = h_{\mathrm{исз}} - h_в$, а от нижней границы ионосферы ($h_0 \approx 150$ км) до ЗС как $z_1 \approx 150$ км.

Следует напомнить, что процесс РРВ на расстоянии $z = z_0 + z_\mathrm{Э} + z_1$ между ПРД и ПРМ происходит не по игольчатой траектории, а в пределах 1-й

зоны Френеля. Ее радиус ρ_φ и диаметр $d_\varphi = 2\rho_\varphi$ определяются как [33, 34, 42, 43, 62, 75, 123, 124]

$$\rho_\varphi = 0{,}5 d_\varphi = \sqrt{\frac{(z_0 + 0{,}5 z_Э)(z_1 + 0{,}5 z_Э)\lambda_0}{(z_0 + 0{,}5 z_Э) + (z_1 + 0{,}5 z_Э)}}. \qquad (2.43)$$

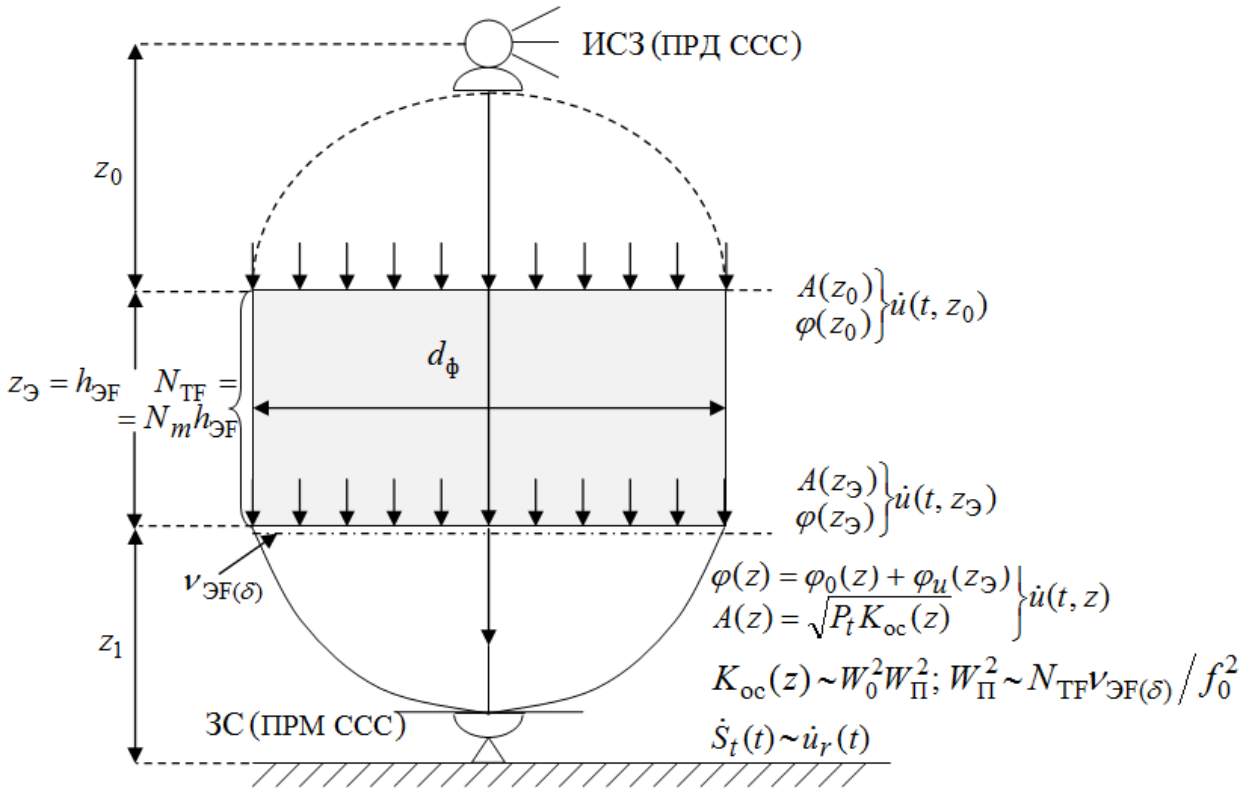


Рисунок 2.7 – Процесс вертикального ($\alpha_Т = 90^\circ$) РРВ от ИСЗ до ЗС через ионосферу с учетом поглощения

Если ИСЗ размещен на геостационарной ($h_{исз} \approx 3{,}6 \cdot 10^7$ м) или высокоэллиптической ($h_{исз} \approx 4 \cdot 10^7$ м) орбите, то расстояние $z_0 = h_{исз} - h_в \approx 4 \cdot 10^7 - 4 \cdot 10^5 \approx 4 \cdot 10^7$ м значительно превосходит $z_1 = 1{,}5 \cdot 10^5$ м и выполняется соотношение $z_0 + 0{,}5 z_Э >> z_1 + 0{,}5 z_Э$. Тогда выражение (2.43) сводится к виду

$$d_\varphi \approx 2\sqrt{(z_1 + 0{,}5 z_Э)\lambda_0} = 2\sqrt{(z_1 + 0{,}5 z_Э) c / f_0}. \qquad (2.44)$$

Согласно (2.44) при $z_1 + 0{,}5z_Э \approx 1{,}5\cdot 10^5 + 0{,}5\cdot 2{,}55\cdot 10^5 \approx 2{,}77\cdot 10^5$м диаметр 1-й зоны Френеля d_φ возрастает при понижении частоты с традиционных для ССС значений $f_0 = 1$ ГГц $= 1\cdot 10^9$ Гц ($\lambda_0 = 0{,}3$ м) до $f_0 \approx 60$ МГц $\approx 6\cdot 10^7$ Гц ($\lambda_0 = 5$ м) с $d_\varphi \approx 0{,}56$ км до $d_\varphi \approx 2{,}3$ км.

При передаче с ИСЗ комплексного монохроматического сигнала (2.42)

$$\dot{s}_t(t) = \dot{S}_t \exp(j\omega_0 t) = S_t \exp(j\Phi_t)\exp(j\omega_0 t) = \sqrt{P_t}\exp[j(\omega_0 t + \Phi_t)] \quad (2.45)$$

поле излученной передающей антенной волны будет также комплексным $\dot{u}(t)$ и зависит от параметров передатчика (P_t, ω_0, Φ_t) и передающей антенны (G_t). Известно [29, 33, 35, 43, 61], что комплексное поле монохроматической волны, прошедшей большое расстояние $z_0 \sim 10^6 ... 4\cdot 10^7$ м в свободном пространстве от ИСЗ до верхней границы ионосферы (размещенной в дальней зоне излучения) описывается уравнением плоской волны

$$\dot{u}(t, z_0) = \frac{\sqrt{60 P_t G_t \eta_t}}{z_0}\exp\{ j[(\omega_0 t + \Phi_t) - k_0 z_0] \}\ , \quad (2.46)$$

где G_t – коэффициент усиления передающей антенны, η_t – коэффициент полезного действия (КПД) ее фидера, $k_0 = 2\pi/\lambda_0 = 2\pi f_0/c = \omega_0/c$ – волновое число.

Приведенное выражение (2.46) для комплексного поля плоской волны можно записать, используя понятия амплитудный (A_0) и фазовый (φ_0) фронт этой волны как

$$\begin{aligned}\dot{u}(t, z_0) &= A_0 \exp\{ j[\ (\omega_0 t + \Phi_t) - \varphi_0] \} = A(z_0)\exp\{ j[\ (\omega_0 t + \Phi_t) - k_0 z_0] \} = \\ &= \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z_0)}\exp\{ j[\ (\omega_0 t + \Phi_t) - \varphi_0(z_0)] \}\ ,\end{aligned} \quad (2.47)$$

где

$$A_0 = A(z_0) = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z_0)} \quad (2.48)$$

– амплитуда во фронте излученной волны (переданного сигнала $\dot{s}(t)$) при ее распространении в свободном пространстве на расстоянии z_0,

$$\varphi_0 = \varphi_0(z_0) = \kappa_0 z_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} z_0 = \frac{2\pi f_0}{c} z_0 = \omega_0 (z_0/c) = \omega_0 t_0 \qquad (2.49)$$

– набег фазы во фронте излученной волны при ее распространении с частотой ω_0 в свободном пространстве на расстояние z_0 (за время $t_0 = z_0/c$).

Сравнительный анализ выражений (2.47) и (2.45) показывает, что комплексное поле волны, падающей на верхнюю границу ионосферы $\dot{u}(t, z_0)$, отличается от комплексного передаваемого сигнала $\dot{s}(t)$ набегом фазы (2.49) $\varphi_0(z_0)$ во фронте волны и ослаблением его амплитуды ($\sqrt{P_t} = S_t$) в $\sqrt{K_{\text{ос}}(z_0)}$ раз. Входящий в (2.47) коэффициент $K_{\text{ос}}(z_0)$ ослабления мощности (P_t) излучаемой волны (сигнала) на расстоянии z_0 в свободном пространстве определяется согласно выражениям (2.46) и (1.25) как

$$K_{\text{ос}}(z_0) = \frac{60 G_t \eta_t}{z_0^2} = \frac{60 G_t \eta_t \lambda_0^2}{(4\pi z_0)^2} \cdot \frac{(4\pi)^2}{\lambda_0^2} = 60 G_t \eta_t W_0^2(z_0)(4\pi/\lambda_0)^2, \qquad (2.50)$$

где $W_0^2(z_0) = (\lambda_0/4\pi z_0)^2 = 1/L_0 < 1$ – множитель ослабления волны в свободном пространстве на расстоянии z_0.

Выражение для комплексного поля волны на выходе (нижней границе) ионосферного слоя, размещенной на расстоянии $z_{0\text{Э}} = z_0 + z_{\text{Э}}$ от ИСЗ, будет отличаться от поля входной волны (2.47) $\dot{u}(t, z_0)$ наличием дополнительного (к ослаблению свободного пространства на расстоянии z_0) множителя, учитывающего поглощение мощности волны в ионосфере ($W_{\text{П}}^2$), и дополнительного (к набегу фазы $\varphi_0(z_0)$ свободном пространстве на расстоянии z_0) запаздывания фазового фронта волны в ионосферном слое $\varphi_u(z_{\text{Э}})$ толщиной $z_{\text{Э}}$

$$\begin{aligned} \dot{u}(t, z_{\text{Э}}) &= A(z_{\text{Э}}) \exp\{ j[\ (\omega_0 t + \Phi_t) - \varphi(z_{\text{Э}})] \} = \\ &= \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z_{0\text{Э}})} \exp\{ j[\ (\omega_0 t + \Phi_t) - \varphi_0(z_{\text{Э}}) - \varphi_u(z_{\text{Э}})] \}\ . \end{aligned} \qquad (2.51)$$

Здесь коэффициент ослабления мощности излучаемой волны определяется согласно (2.50) с учетом $W_{\text{П}}^2$ как

$$K_{\text{ос}}(z_{\text{Э}}) = K_{\text{ос}}(z_{0\text{Э}}) = \frac{60 G_t \eta_t}{z_{0\text{Э}}^2} W_{\text{П}}^2 = 60 G_t \eta_t (4\pi/\lambda_0)^2 W_0^2(z_{0\text{Э}}) W_{\text{П}}^2, \quad (2.52)$$

где множитель ослабления волны в свободном пространстве на расстоянии $z_{0\text{Э}} = z_0 + z_{\text{Э}}$ определяется аналогично (1.25):

$$W_0^2(z_{0\text{Э}}) = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi z_{0\text{Э}}} \right)^2 = \left[\frac{\lambda_0}{4\pi (z_0 + z_{\text{Э}})} \right]^2, \quad (2.53)$$

а множитель поглощения волны в ионосфере, описываемой моделью рис. 2.7, определяется (при $\alpha_{\text{Т}} = 90^\circ$ и $\operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}} = 1$) выражением (2.41) с учетом $h_{\text{ЭF}} = z_{\text{Э}}$

$$\begin{aligned} W_{\text{П}}^2 = L_{\text{П}}^{-1} &= \exp\ (-2{,}7 \cdot 10^{-7}\, N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \big/ f_0^2) = \\ &= \exp\ (-2{,}7 \cdot 10^{-7}\, N_m z_{\text{Э}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \big/ f_0^2)\ \le 1. \end{aligned} \quad (2.54)$$

Фазовый фронт волны на выходе ионосферного слоя в (2.51) описывается двумя слагаемыми

$$\varphi(z_{\text{Э}}) = \varphi_0(z_{\text{Э}}) + \varphi_u(z_{\text{Э}}). \quad (2.55)$$

Первое из них характеризует фазовый набег в свободном пространстве на расстоянии $z_{0\text{Э}} = z_0 + z_{\text{Э}}$ и описывается аналогично (2.49):

$$\begin{aligned} \phi_0(z_{\text{Э}}) = \phi_0(z_{0\text{Э}}) &= k_0 z_{0\text{Э}} = \omega_0 (z_{0\text{Э}}/c) = \\ &= \omega_0 \left(\frac{z_0 + z_{\text{Э}}}{c} \right) = \omega_0 (t_0 + t_{\text{Э}}) = \omega_0 t_{0\text{Э}}, \end{aligned} \quad (2.56)$$

где $t_{0\text{Э}} = t_0 + t_{\text{Э}}$ – время распространения волны с частотой ω_0 в свободном пространстве на расстояние $z_{0\text{Э}} = z_0 + z_{\text{Э}}$ (со скоростью света).

Второе слагаемое (2.55) характеризует поправку к $\varphi_0(z_{\text{Э}})$ на запаздывание волны с частотой $\omega_0 = 2\pi f_0$ в ионосферном слое с интегральной ЭК, равной $N_{\text{TF}} = N_m h_{\text{ЭF}} = N_m z_{\text{Э}}$

$$\varphi_u(z_{\text{Э}}) = \omega_0 \tau_{\text{г}}, \quad (2.57)$$

где

$$\tau_{\text{г}} = 40{,}4 N_{\text{TF}} \big/ c f_0^2 = 40{,}4 N_m z_{\text{Э}} \big/ c f_0^2 \quad (2.58)$$

– поправка к групповому времени запаздывания ($t_{\text{г}} = z_{\text{Э}}/c + \tau_{\text{г}}$) волны в ионосферном слое.

В соответствии с выражениями (2.55 – 2.57) фазовый фронт волны на выходе (нижней границе) ионосферного слоя описывается выражением вида

$$\begin{gathered}\varphi(z_{\text{Э}}) = \varphi_0(z_0) + \varphi_0(z_{\text{Э}}) + \varphi_u(z_{\text{Э}}) = \varphi_0(z_{0\text{Э}}) + \varphi_u(z_{\text{Э}}) = \\ = \omega_0(z_0/c) + \omega_0(z_{\text{Э}}/c) + \omega_0\tau_{\text{г}} = \omega_0(z_{0\text{Э}}/c + \tau_{\text{г}}) = \omega_0(t_{0\text{Э}} + \tau_{\text{г}}),\end{gathered} \tag{2.59}$$

где $\tau_{\text{г}} \sim N_{\text{T}} / f_0^2$ определяется согласно (2.58).

Заметим, что выражение (2.51) для комплексного поля волны на выходе (нижней границе) ионосферного слоя удовлетворяет уравнению плоской волны (2.46), поскольку изменения амплитудного $A(z_{\text{Э}})$ и фазового $\varphi(z_{\text{Э}})$ фронта зависят только от одной пространственной координаты $z = z_{\text{Э}}$, а по двум другим координатам $(x, y) = \rho$ изменений амплитудно-фазового (АФ) фронта не происходит, т.е. $A(z_{\text{Э}}, \rho) = A(z_{\text{Э}})$ и $\varphi(z_{\text{Э}}, \rho) = \varphi(z_{\text{Э}})$.

Дальнейшее РРВ за ионосферным слоем до земной станции (ЗС), где расположен ПРМ ССС, происходит в пределах зоны Френеля в свободном пространстве на расстояние z_1. Поскольку все участки плоского АФ фронта волны в пределах 1-й зоны Френеля приходят в точку размещения приемной антенны ($z = z_0 + z_{\text{Э}} + z_1$) практически синфазно, то можно традиционно [29, 32–35, 43, 123, 124] считать, что на вход приемной антенны приходит волна с плоским амплитудным $A(z, \rho) = A(z_{\text{Э}})$ фазовым $\varphi(z, \rho) = \varphi(z_{\text{Э}})$ фронтом. Их описание будет отличаться от выражений (2.51, 2.52) и (2.59) для амплитудного $A(z_{\text{Э}})$ и фазового фронта $\varphi(z_{\text{Э}})$ плоской волны на выходе ионосферы только дополнительным (к $z_{0\text{Э}} = z_0 + z_{\text{Э}}$) ослаблением амплитуды и набегом фазы в свободном пространстве на расстоянии z_1.

Поэтому комплексное поле плоской волны на входе приемной антенны будет описываться аналогично (2.51–2.59) при замене $z_{0\text{Э}} = z_0 + z_{\text{Э}}$ на $z = z_{0\text{Э}} + z_1 = z_0 + z_{\text{Э}} + z_1$:

$$\dot{u}(t,z) = A(z)\exp\left\{ j\left[(\omega_0 t + \Phi_t) - \varphi(z)\right] \right\}, \qquad (2.60)$$

$$\dot{u}(t,z) = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\exp\left\{ j\left[(\omega_0 t + \Phi_t) - \varphi_0(z) - \varphi_u(z_\text{Э}) \right] \right\}. \qquad (2.61)$$

Здесь амплитуда во фронте приходящей волны и коэффициент ослабления мощности излучаемой волны (P_t) при трансионосферном РРВ до точки приема (z) определяется аналогично (2.51, 2.52):

$$A(z) = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}; \quad K_{\text{ос}}(z) = 60 G_t \eta_t (4\pi/\lambda_0)^2 W_0^2(z) W_\Pi^2, \quad (2.62, 2.63)$$

множитель ослабления волны в свободном пространстве на расстоянии $z = z_{0\text{Э}} + z_1$ определяется аналогично (2.53):

$$W_0^2(z) = \left[\frac{\lambda_0}{4\pi(z_0 + z_\text{Э} + z_1)} \right]^2 = \left[\frac{\lambda_0}{4\pi(z_{0\text{Э}} + z_1)} \right]^2 = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi z} \right)^2, \qquad (2.64)$$

а множитель поглощения волны в ионосфере $W_\Pi^2 = \psi(N_{\text{TF}} \nu_{\text{Э}F(\delta)} \big/ f_0^2)$ определяется согласно (2.54).

Фазовый фронт волны, приходящий на вход приемной антенны, описывается аналогично (2.59):

$$\begin{aligned} &\varphi(z) = \varphi_0(z_0) + \varphi_0(z_\text{Э}) + \varphi_0(z_1) + \varphi_u(z_\text{Э}) = \varphi_0(z) + \varphi_u(z_\text{Э}) = \\ &= \omega_0(z/c + \tau_\text{г}) = \omega_0(t_z + \tau_\text{г}), \end{aligned} \qquad (2.65)$$

где

$$\varphi_0(z) = \varphi_0(z_0) + \varphi_0(z_\text{Э}) + \varphi_0(z_1) = \omega_0(z_0 + z_\text{Э} + z_1)/c = \omega_0 z/c = \omega_0 t_z \quad (2.66)$$

– набег фазы в свободном пространстве на расстоянии z;

$$t_z = (z_0 + z_\text{Э} + z_1)/c = z_{0\text{Э}}/c + z_1/c = z/c = t_{0\text{Э}} + t_1 = t_{0\text{Э}1} = t_z \qquad (2.67)$$

– время РРВ в свободном пространстве на расстоянии z со скоростью света (c), а $\tau_\text{г} \sim N_{\text{TF}} \big/ f_0^2$ описывается выражением (2.58).

В соответствии с (2.65–2.67) комплексное поле (2.60) волны, приходящей на вход приемной антенны после ее распространения через ионосферу, можно записать во временном виде, традиционно используемом для описания распространения сигналов:

$$\dot{u}_r(t) = \dot{u}(t,z) = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\exp\left\{ j\left[(\omega_0(t - z/c - \tau_\text{г}) + \Phi_t \right] \right\}, \qquad (2.68)$$

где коэффициент ослабления мощности излучаемой волны P_t при трансионосферном РРВ до точки приема определяется согласно (2.62) $K_{\text{ос}}(z) \sim W_0^2(z) W_{\text{П}}^2$ множителями ослабления волны в свободном пространстве (2.63) $W_0^2(z)$ и поглощения волны в ионосфере (2.54) $W_{\text{П}}^2 = \psi(N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \big/ f_0^2)$.

Полученное выражение (2.68) для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t)$ позволяет определить комплексный сигнал на выходе приемной антенны (т.е. на входе приемника) $\dot{s}_r(t)$.

В общем случае комплексный сигнал на входе приемника $\dot{s}_r(t)$ связан с $\dot{u}(t)$ через функцию раскрыва приемной антенны $\dot{I}_r(\rho)$ как [85, 118]

$$\dot{s}_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_r(t, \rho) \dot{I}_r(\rho) d\rho. \qquad (2.69)$$

Модуль $\left|\dot{I}_r(\rho)\right|$ комплексной функции раскрыва $\dot{I}_r(\rho) = I_r(\rho) \exp\left[j\varphi_r(\rho) \right]$ характеризует геометрию антенны и распределение усиления в плоскости $\rho = (x, y)$, а фаза $\varphi_r(\rho)$ – распределение фазы в плоскости раскрыва ρ [85].

Поскольку комплексное поле волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t, \rho)$ является неизменным в пределах плоскости ее раскрыва $\dot{u}_r(t, \rho) = \dot{u}(t, z, \rho) = \dot{u}_r(t)$, то выражение (2.69) сводится к виду

$$\dot{s}_r(t) = \dot{u}_r(t) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{I}_r(\rho) d\rho. \qquad (2.70)$$

Функцию раскрыва приемной антенны можно записать через ее нормированное значение $\dot{J}_r(\rho) \le 1$ как [121]

$$\dot{I}_r(\rho) = (\ell_{\text{дr}} \big/ \sqrt{8R_r}) \dot{J}_r(\rho), \qquad (2.71)$$

где R_r – сопротивление нагрузки приемной антенны при ее согласовании с ПРМ;

$$\ell_{дr} = \frac{\lambda_0}{\pi}\sqrt{\frac{G_r \eta_r R_r}{120}} \qquad (2.72)$$

– действующая длина приемной антенны, G_r и η_r – коэффициент усиления приемной антенны и КПД ее фидера.

При подстановке (2.72) в (2.71) получим наиболее удобный общий вид функции раскрыва:

$$\dot{I}_r(\rho) = \frac{\lambda_0}{\pi}\sqrt{\frac{G_r \eta_r R_r}{120}} \cdot \frac{1}{\sqrt{8R_r}}\dot{J}_r(\rho) = \frac{\lambda_0}{4\pi}\sqrt{\frac{G_r \eta_r}{60}}\dot{J}_r(\rho) = I_{r0}\dot{J}_r(\rho), \qquad (2.73)$$

где

$$I_{r0} = (\lambda_0/4\pi)\sqrt{G_r \eta_r/60} \qquad (2.74)$$

– постоянный сомножитель нормированной функции раскрыва $\dot{J}_r(\rho) = \dot{I}_r(\rho)/I_{r0} \le 1$.

Учитывая условие нормировки

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dot{J}_r(\rho)d\rho = 1,$$

подстановка (2.68) и (2.73) в выражение (2.70) дает

$$\begin{gathered}\dot{s}_r(t) = \dot{u}_r(t)\int_{-\infty}^{\infty}\dot{I}_r(\rho)d\rho = \dot{u}_r(t)I_{r0}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{J}_r(\rho)d\rho = \dot{u}_r(t)\cdot I_{r0} = \\ \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)I_{r0}^2}\exp\{j[\omega_0(t - z/c - \tau_{\text{г}}) + \Phi_t]\} = \\ = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}}\exp\{j[\omega_0(t - z/c - \tau_{\text{г}}) + \Phi_t]\},\end{gathered} \qquad (2.75)$$

где согласно (2.63) и (2.74) коэффициент ослабления мощности передаваемого сигнала (P_t) на входе ПРМ определяется как

$$\begin{gathered}K_{\text{ос}} = K_{\text{ос}}(z)I_{r0}^2 = 60G_t\eta_t(4\pi/\lambda_0)^2 W_0^2(z)W_{\text{П}}^2\left[(\lambda_0/4\pi)\sqrt{G_r\eta_r/60}\right]^2 = \\ = G_t\eta_t G_r\eta_r W_0^2(z)W_{\text{П}}^2 = K_0^2 W_{\text{П}}^2,\end{gathered} \qquad (2.76)$$

где $W_0^2(z)$ и $W_{\text{П}}^2$ описывается выражениями (2.64) и (2.54):

$$W_0^2(z) = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi z}\right)^2 = \left[\frac{\lambda_0}{4\pi(z_0 + z_{\text{Э}} + z_1)}\right]^2, \qquad (2.77)$$

$$W_{\Pi}^2 = L_{\Pi}^{-1} = \exp(-2{,}7 \cdot 10^{-7}\, N_{\mathrm{TF}} \nu_{\mathrm{ЭF}(\delta)} \big/ f_0^2)\ , \qquad (2.78)$$

а коэффициент ослабления мощности сигнала (P_t) при вертикальном РРВ в свободном пространстве определяется как

$$K_0^2 = G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2(z)\ . \qquad (2.79)$$

Заметим, что полученное выражение (2.76) для коэффициента ослабления мощности передаваемого сигнала на входе ПРМ (т.е. на выходе КС) с учетом влияния свободного пространства и поглощения в ионосфере $K_{\mathrm{oc}} = K_0 W_{\Pi}^2$ отличается от приведенного ранее (2.9) только наличием уточняющих сомножителей $\eta_t \cdot \eta_r$.

Полученные выражения (2.68) и (2.75) для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t)$ и комплексного сигнала на входе ПРМ ССС $\dot{s}_r(t)$ позволяют получить выражения для интенсивности поля этой волны I_r и мощности принимаемого сигнала P_r:

$$\begin{gathered} I_r = \dot{u}_r(t)\overset{*}{u}_r(t) = |\dot{u}_r(t)|^2 = u_r^2(t) = \left(\sqrt{P_t K_{\mathrm{oc}}(z)}\right)^2 = P_t K_{\mathrm{oc}}(z) = \\ = 60 P_t G_t \eta_t (4\pi/\lambda_0)^2 W_0^2(z) W_{\Pi}^2, \end{gathered} \qquad (2.80)$$

$$\begin{gathered} P_r = \dot{s}_r(t)\overset{*}{s}_r(t) = |\dot{s}_r(t)|^2 = S_r^2(t) = u_r^2 I_{r0}^2 = P_t K_{\mathrm{oc}}(z) I_{r0}^2 = \\ = 60 P_t G_t \eta_t (4\pi/\lambda_0)^2 W_0^2(z) W_{\Pi}^2 [(\lambda_0/4\pi)\sqrt{G_t \eta_t/60}]^2 = \\ = P_t G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2(z) W_{\Pi}^2 = P_t K_0^2 W_{\Pi}^2 = P_t K_{\mathrm{oc}}, \end{gathered} \qquad (2.81)$$

где $K_{\mathrm{oc}} \sim W_{\Pi}^2$ определяется согласно (2.76), а $W_{\Pi}^2 = \psi(N_{\mathrm{TF}} \nu_{\mathrm{ЭF}(\delta)} \big/ f_0^2)$ определяется согласно (2.54).

Следует напомнить, что выражение (2.54) получено для частного случая вертикального ($\alpha_{\mathrm{T}} = 90^{\circ}$, $\mathrm{cosec}\ \alpha_{\mathrm{T}} = 1$) РРВ из более общей ($\alpha_{\mathrm{T}} \le 90^{\circ}$) зависимости (2.41), которую можно записать в виде:

$$\begin{gathered} W_{\Pi}^2 = \exp[-2{,}7 \cdot 10^{-7}\, N_{\mathrm{TF}} \nu_{\mathrm{ЭF}(\delta)} \mathrm{cosec}\ \alpha_{\mathrm{T}} \big/ f_0^2] = \\ = \exp[-2{,}7 \cdot 10^{-7}\, N_m (z_{\mathrm{э}} \mathrm{cosec}\ \alpha_{\mathrm{T}}) \nu_{\mathrm{ЭF}(\delta)} \big/ f_0^2] = \\ = \exp[-2{,}7 \cdot 10^{-7}\, N_m z'_{\mathrm{Э}} \nu_{\mathrm{ЭF}(\delta)} \big/ f_0^2] \le 1\ , \end{gathered} \qquad (2.82)$$

где

$$z'_э = z_Э \text{cosec}\ \alpha_Т = z_Э \sec\ \beta_Т \geq z_Э \qquad (2.83)$$

– эквивалентная толщина ионосферного слоя при наклонном ($\alpha_Т < 90^\circ$) РРВ.

Аналогично (2.83) при наклонном РРВ увеличится весь путь (z) РРВ от ИСЗ до ЗС

$$z' = (z_0 + z_Э + z_1)\ \text{cosec}\ \alpha_Т = z\ \text{cosec}\ \alpha_Т = z\ \sec\ \beta_Т \geq z \qquad (2.84)$$

и согласно (2.76) изменится множитель ослабления волны в свободном пространстве на расстоянии z':

$$W_0^2(z') = \left[\frac{\lambda_0}{4\pi(z_0 + z_Э + z_1)\ \text{cosec}\ \alpha_Т}\right]^2 = \\ = \left[\frac{\lambda_0}{4\pi\ z\ \text{cosec}\ \alpha_Т}\right]^2 = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi\ z'}\right)^2 \leq W_0^2(z). \qquad (2.85)$$

Очевидно, что в общем случае наклонного РРВ ($\alpha_Т < 90^\circ$) принимаемый сигнал $S_r(t)$ и его мощность P_r определяется с учетом (2.82 – 2.85), т.е. при замене в (2.75) и (2.81) вертикальных путей ($z_Э$ и z) наклонные ($z'_Э$ и z'):

$$\dot{s}_r(t) = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}}\exp\left\{ j\left[\omega_0(t - z'/c - \tau_г) + \Phi_t\right] \right\} = \sqrt{K_{\text{ос}}}\dot{S}_t(t - z'/c - \tau_г)\ ; \qquad (2.86)$$

$$P_r = P_t G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2(z') W_П^2 = P_t K_0^2 W_П^2 = P_t K_{\text{ос}}, \qquad (2.87)$$

где

$$K_0^2 = G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2\left(z'\right) \qquad (2.88)$$

– коэффициент ослабления мощности сигнала при наклонном РРВ в свободном пространстве на расстоянии $z' = z\ \text{cosec}\ \alpha_Т \geq z$;

$$W_П^2 = \exp[-2{,}7 \cdot 10^{-7}\ N_m z'_Э \nu_{ЭF(\delta)} \Big/ f_0^2] \leq 1\ , \qquad (2.89)$$

– множитель поглощения волны в ионосфере при наклонном распространении на расстояние $z'_Э = z_Э\ \text{cosec}\ \alpha_Т \geq z_Э$.

Согласно (2.86) и (2.42) комплексный принимаемый сигнал $\dot{s}_r(t)$ отличается от передаваемого $\dot{s}_t(t)$ сдвигом во времени на величину $z'/c + \tau_г$ и

коэффициентом ослабления (передачи) амплитуды в КС (2.9) $в = \sqrt{K_{\text{ос}}} = \sqrt{K_0^2 W_{\text{П}}^2} = K_0 W_{\text{П}}$ в свободном пространстве K_0 и вследствие ее поглощения в ионосфере $W_{\text{П}}$.

Таким образом, полученные выражения (2.75, 2.86) для принимаемого сигнала $\dot{s}_r(t)$ и его мощности P_r (2.87) полностью описывают математическую модель трансионосферного КС с учетом поглощения волны на пониженных частотах (2.82) $W_{\text{П}}^2 = \psi(N, \nu_{\text{Э}}, \alpha_{\text{Т}}, f_0)$. Она позволяет определить искомую зависимость (1.127) $P_r = \psi(N, \nu_{\text{Э}}, \alpha_{\text{Т}}, f_0)$ мощности сигнала на входе приемника ССС от выбора несущей частоты волны с учетом ее ослабления из-за поглощения в ионосфере.

2.3 Математическая модель ионосферы для оценки поглощения и многолучевого распространения радиоволн

В п. 2.1 разработана математическая модель ионосферы для аналитической оценки поглощения ($L_{\text{П}} \sim N\nu_{\text{Э}} \big/ f_0^2$) волны в ССС.

Известна [60] математическая модель ионосферы, на основе которой производится разработка многолучевой модели трансионосферного КС. Ее недостатком является отсутствие учета в модели ионосферы изменения эффективной частоты соударения электронов (ЭЧСЭ) по высоте $\nu_{\text{Э}}(h)$. Это не позволяет оценить потери на поглощение волны в ионосфере, определяемые интегральным произведением ЭЧСЭ на электронную концентрацию (ЭК) согласно выражениям (2.41)

$$L_{\text{П}} = W_{\text{П}}^{-2} = \exp\left[2{,}7 \cdot 10^{-7} f_0^{-2} \sec \beta_{\text{Т}} \int_{h_0}^{h_{\text{В}}} N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh\right] = \exp\left[2{,}7 \cdot 10^{-7} (N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}}) \big/ f_0^2\right]. \quad (2.90)$$

Достоинством известной [60] модели ионосферы является то, что изменение ЭК по высоте $N(h)$ учитывает пространственные $(\rho = x, y)$

флуктуации ЭК $\Delta N(h,\rho)=\Delta N(h,x,y)$ в мелкомасштабных (со средними размерами $l_s \sim 10^2$м) неоднородностях ионосферы на фоне изменения по высоте средней ЭК $\bar{N}(h)$ согласно выражению [60, 76]

$$N(h,\rho)=\bar{N}(h)+\Delta N(h,\rho)=\bar{N}(h)\left[1+\Delta N(h,\rho)/\bar{N}(h)\right], \qquad (2.91)$$

где

$$\Delta N(h,\rho)/\bar{N}(h)=const \text{ (по высоте } h\text{)}. \qquad (2.92)$$

Наличие флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы $\Delta N(h,\rho)$ относительно среднего значения $\bar{N}(h)$ является причиной многолучевого РРВ на пониженных частотах (f_0) в трансионосферных КС, поскольку согласно (1.98) относительные фазовые сдвиги лучей, приходящих в точку приема, возрастают (см. рисунок 1.5) прямо пропорционально отношению $\Delta N(h,\rho_i)=\Delta N_i$ к f_0

$$\Delta\varphi_i \sim \Delta N(h,\rho_i)/f_0=\Delta N_i/f_0. \qquad (2.93)$$

Очевидно, что модель ионосферы для одновременной оценки многолучевости и поглощения при РРВ должна давать математическое описание изменений как ЭК по высоте и пространству (2.91) $N(h,\rho)=\bar{N}(h)+\Delta N(h,\rho)$, так и изменение ЭЧСЭ по высоте $\nu_Э(h)$.

Основу для разработки такой математической модели ионосферы может составлять приведенная на рисунке 2.3 модель распределения по высоте ЭЧСЭ $\nu_Э(h)$ и ЭК $N(h)$. Однако в этой модели отсутствует учет изменения по высоте пространственных флуктуаций ЭК $\Delta N(h,\rho)$ относительно среднего значения $\bar{N}(h)$. С целью устранения этого недостатка можно усовершенствовать разработанную модель распределения по высоте ЭЧСЭ $\nu_Э(h)$ и ЭК $N(h)$ в слоях D, E, F ионосферы (рисунок 2.3) путем замены высотного распределения ЭК $N(h)$ на пространственное (2.92) $N(h,\rho)$:

$$N(h)\rightarrow N(\rho,h)=\bar{N}(h)+\Delta N(\rho,h)\text{, где } \bar{N}(h)=N(h). \qquad (2.94)$$

Как показано на рисунке 2.8, средние значения ЭК по высоте $\bar{N}(h)$ в пределах слоев D и E остаются неизменными по сравнению с рис. 2.3:

$$\bar{N}_{\mathrm{D}} \approx 3\cdot 10^{8}\ \text{эл}/\text{м}^3 \ \text{при}\ h = h_{\text{вD}} - h_{0\mathrm{D}} = 90 - 60 = 30\ \text{км} = 3\cdot 10^{4}\ \text{м}, \quad (2.95)$$

$$\bar{N}_{\mathrm{E}} \approx 10^{11}\ \text{эл}/\text{м}^3 \ \text{при}\ h = h_{\text{вE}} - h_{0\mathrm{E}} = 120 - 95 = 25\ \text{км} = 2{,}5\cdot 10^{4}\ \text{м}, \quad (2.96)$$

а высотное изменение средней ЭК в слое F аппроксимируется зависимостью (2.19)

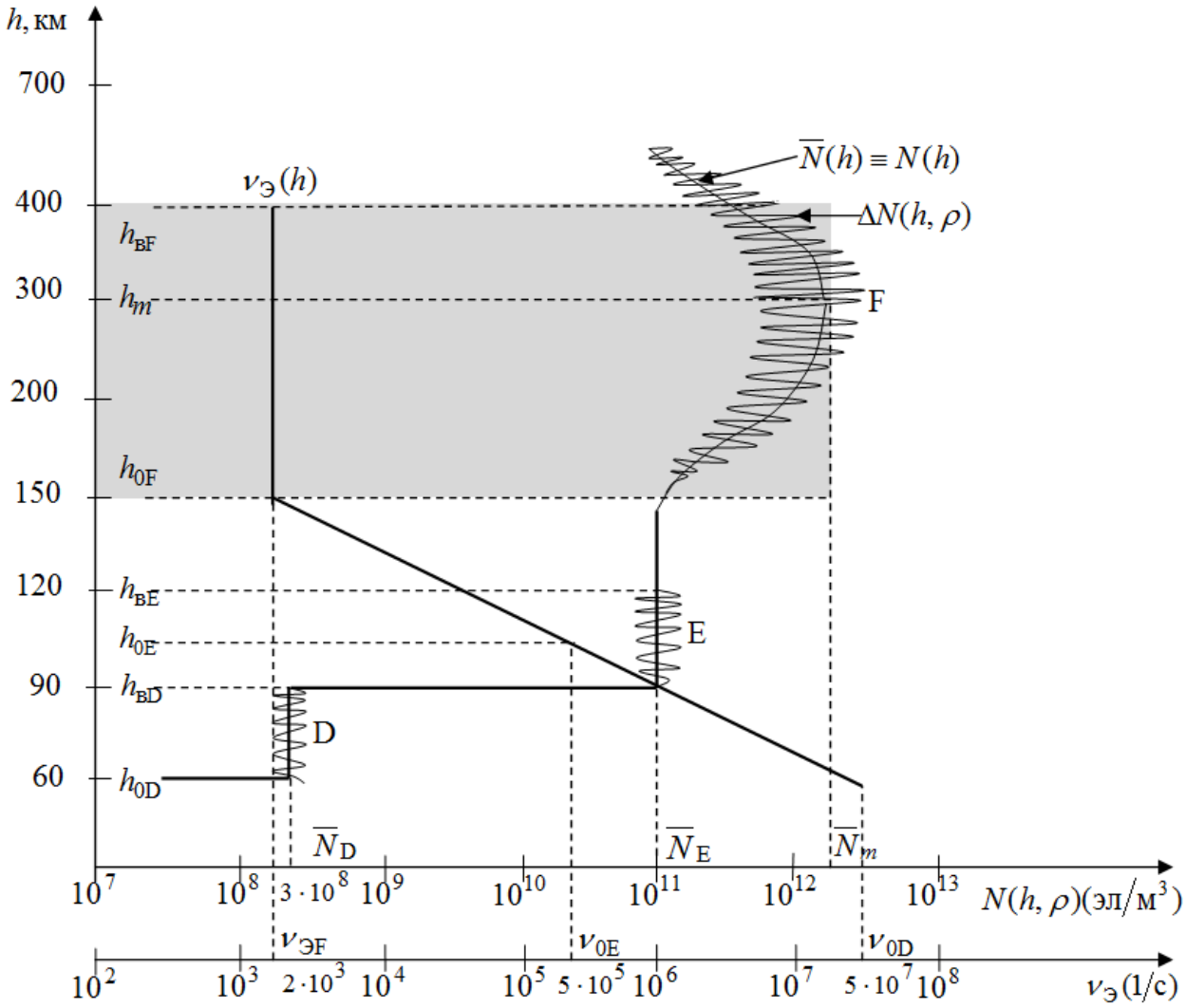


Рисунок 2.8 – Модели распределения по высоте (h) и пространству $(h, \rho = x, y)$ среднего значения ЭК $\bar{N}(h)$, ее флуктуаций $\Delta N(h, \rho)$ и ЭЧСЭ $\nu_э(h)$ в слоях (D, E, F) ионосферы

$$\bar{N}(h) = 1{,}7\bar{N}_m \frac{h-h_0}{h_m-h_0} \exp\left[-\frac{(h-h_0)^2}{2(h_m-h_0)^2}\right], \qquad (2.97)$$

при $h = h_{\text{вF}} - h_{0\text{F}} \approx 400 - 150 = 250$ км.

В соответствии с выражениями (2.97), а также (2.20), среднее значение интегральной ЭК в слое F ионосферы определяется как

$$\bar{N}_{\text{TF}} = \langle N_{\text{TF}} \rangle = \int_{h_{0\text{F}}}^{h_{\text{вF}}} \bar{N}(h)dh = 1{,}7\bar{N}_m(h_m - h_{0\text{F}}) = h_{\text{ЭF}}\bar{N}_m, \qquad (2.98)$$

где $\bar{N}_m = \bar{N}(h_m)$ – максимальное среднее значение ЭК (соответствующее высоте $h = h_m$ максимума ионизации) в слое F; $h_{\text{ЭF}} = 1{,}7(h_m - h_{0\text{F}})$ – эквивалентная толщина слоя F с неизменной по высоте средней ЭК, равной ее максимальному значению $\bar{N}(h) = \bar{N}(h_m) = \bar{N}_m$.

При указанных на рисунке 2.8 и рисунке 2.3 значениях $h_m = 3 \cdot 10^5$м, $h_{0\text{F}} = 1{,}5 \cdot 10^5$м и $\bar{N}_m \approx 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3, эквивалентная толщина и средняя интегральная ЭК слоя F составляют

$$h_{\text{ЭF}} = 2{,}55 \cdot 10^5\text{м}, \quad \bar{N}_{\text{TF}} = h_{\text{ЭF}}\bar{N}_m = 5{,}1 \cdot 10^{17}\ \text{эл}/\text{м}^2. \qquad (2.99)$$

Поскольку высотное распределение ЭЧСЭ $\nu_{\text{Э}}(h)$ в модели ионосферы (рисунок 2.8) осталось неизменным по сравнению с рисунком 2.3, то будем считать неизменными по сравнению с приведенными в главе 2 параметры слоев ионосферы, зависящие от $\nu_{\text{Э}}(h)$:

$$\nu_{\text{ЭF}} \approx 2 \cdot 10^3\text{с}^{-1},\ \nu_{0\text{E}} \approx 3 \cdot 10^5\text{с}^{-1},\ h_{\text{ЭE}} \approx 9{,}2 \cdot 10^3\text{м},$$

$$\nu_{0\text{D}} \approx 5 \cdot 10^7\text{с}^{-1},\ h_{\text{ЭD}} \approx 8 \cdot 10^3\text{м}. \qquad (2.100)$$

В соответствии с равенством (2.94) $N(h) = \bar{N}(h)$ и с учетом значений (2.95, 2.96, 2.99, 2.100) интегральное произведение средней ЭК $\bar{N}(h)$ на ЭЧСЭ $\nu_{\text{Э}}(h)$ в ионосфере остается неизменным по сравнению (2.31)

$$\int_{h_0}^{h_в} \bar{N}(h)\nu_Э(h)dh = \bar{N}_D\nu_{0D}h_{ЭD} + \bar{N}_E\nu_{0E}h_{ЭE} + \nu_{ЭF}\bar{N}_m h_{ЭF} \approx$$

$$\approx 3\cdot10^8\cdot5\cdot10^7\cdot8\cdot10^3 + 10^{11}\cdot3\cdot10^5\cdot9{,}2\cdot10^3 + 2\cdot10^3\cdot2\cdot10^{12}\cdot2{,}55\cdot10^5 \approx \quad (2.101)$$

$$\approx 1{,}2\cdot10^{20} + 2{,}8\cdot10^{20} + 10{,}2\cdot10^{20} \approx 1{,}42\cdot10^{21}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с}) .$$

Последнее слагаемое (2.101) можно записать через среднее значение интегральной ЭК в слое F согласно (2.99) $\bar{N}_m h_{ЭF} = \bar{N}_{TF}$. В соответствии с (2.95) и (2.96) можно определить среднее значение интегральной ЭК в слоях D и E аналогично (2.33) и (2.34):

$$\bar{N}_{TD} = \int_{h_{0D}}^{h_{вD}} \bar{N}(h)dh = \bar{N}_D\left(h_{вD} - h_{0D}\right) = \bar{N}_D h_D \approx 3\cdot10^8(9\cdot10^4 - 6\cdot10^4) = \quad (2.102)$$

$$= 3\cdot10^8\cdot3\cdot10^4 = 9\cdot10^{12}(\text{эл}/\text{м}^2) ;$$

$$\bar{N}_{TE} = \int_{h_{0E}}^{h_{вE}} \bar{N}(h)dh = N_E(h_{вE} - h_{0E}) = \bar{N}_E h_E \approx 10^{11}(12\cdot10^4 - 9{,}5\cdot10^4) = \quad (2.103)$$

$$= 10^{11}\cdot2{,}5\cdot10^{11} = 2{,}5\cdot10^{15}(\text{эл}/\text{м}^2) .$$

По аналогии с (2.36–2.40) анализ выражений (2.99, 2.102, 2.103) и (2.101) показывает, что среднее значение интегральной ЭК в слое F намного (на 2…4 порядка) выше, чем в нижних слоях ионосферы:

$$\overline{N}_{TF} = 5{,}1\cdot10^{17}\ \text{эл}/\text{м}^3 >> \overline{N}_{TE} = 2{,}5\cdot10^{15}\ \text{эл}/\text{м}^3 >> \quad (2.103а)$$

$$>> \overline{N}_{TD} = 9\cdot10^{12}\ \text{эл}/\text{м}^3,$$

а интегральное произведение средней ЭК и ЭЧСЭ в слое F лишь немного (в 1,39 раз) меньше, чем во всей ионосфере:

$$\bar{N}_{TF}\cdot\nu_{ЭF} \approx 1{,}02\cdot10^{21}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с}) < \int_{h_0}^{h_в} \bar{N}(h)\nu_Э(h)dh = 1{,}42\cdot10^{21}(\text{эл}/\text{м}^2\text{с}).$$

Поэтому выражение для интегрального произведения средней ЭК на ЭЧСЭ в ионосфере можно записать через среднее значение интегральной ЭК в F слое ($\overline{N}_{TF}$) и увеличенное (на поправочный коэффициент $\delta\nu_{ЭF} \approx 1{,}39$) значение ЭЧСЭ ($\nu_{ЭF(\delta)}$) аналогично (2.39)

$$\int_{h_0}^{h_в} \bar{N}(h)\nu_Э(h)dh \approx \bar{N}_{TF} \cdot \nu_{ЭF(\delta)} \approx \overline{N}_m \cdot h_{ЭF} \cdot \nu_{ЭF(\delta)} = 1{,}42 \cdot 10^{21} (эл/м^2 с) \text{ , (2.104)}$$

где согласно (2.99) и (2.40):

$$\bar{N}_{TF} = \overline{N}_m \cdot h_{ЭF} = 2 \cdot 10^{12} \cdot 2{,}55 \cdot 10^5 = 5{,}1 \cdot 10^{17} (эл/м^2 с) \text{ ,}$$

$$\nu_{ЭF(\delta)} = \nu_{ЭF} \cdot \delta\nu_{ЭF} = 2 \cdot 10^3 \cdot 1{,}39 = 2{,}78 \cdot 10^3 (1/с) \text{ .}$$

Модель распределения в ионосфере интегрального произведения (2.104) $\overline{N}_{TF} \cdot \nu_{ЭF(\delta)}$ средней интегральной ЭК в слое F на увеличенное значение ЭЧСЭ в этом случае соответствует приведенной на рис. 2.6 при замене $N_m = 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3 и $N_{TF} = 5{,}1 \cdot 10^{17}$ эл/м^2 на такие же средние значения $\overline{N}_m$ и $\overline{N}_{TF}$.

В соответствии с этой моделью и (2.104) при выполнении соотношения $\overline{N}(h) >> \Delta N(\rho, h)$, когда справедливо равенство (2.94) $N(h) = \overline{N}(h)$, для оценки потерь на поглощение волны в ионосфере можно воспользоваться выражением (2.41) при замене величины N_{TF} на ее среднее значение $\overline{N}_{TF}$:

$$W_П^2 = L_П^{-1} = \exp\left[-2{,}7 \cdot 10^{-7} f_0^{-2} \sec\beta_T \int_{h_0}^{h_в} \overline{N}(h)\nu_Э(h)dh\right] = \exp\left[-2{,}7 \cdot 10^{-7} (\overline{N}_{TF}\nu_{ЭF(\delta)} \operatorname{cosec}\alpha_T) / f_0^2\right] , \quad (2.105а)$$

или

$$W_{П(дБ)}^2 = -L_{П(дБ)} = -1{,}17 \cdot 10^{-6} (\overline{N}_{TF}\nu_{ЭF(\delta)} \operatorname{cosec}\alpha_T) / f_0^2 . \quad (2.105б)$$

После завершения математического описания изменения по высоте h средней ЭК $\bar{N}(h)$ и ЭЧСЭ $\nu_Э(h)$, приведенных на рисунке 2.8, в виде (см. рис. 2.5) их интегрального произведения в F-слое (2.104), необходимо описать флуктуации ЭК $\Delta N(h, \rho)$ в неоднородных ионосферных слоях.

В основе математического описания пространственных (т.е. по высоте h и горизонтальным координатам $\rho = x, y$) флуктуаций ЭК $\Delta N(h, \rho)$ в неоднородной ионосфере лежит экспериментально известный факт [43, 50]

слабого изменения флуктуаций ЭК $\Delta N(h,\rho)$ относительно их среднего значения $\bar{N}(h)$ с изменением высоты (2.92)

$$\Delta N(\rho,h)/\bar{N}(h) = \Delta N(\rho,h_m)/\bar{N}(h_m) \approx const \text{ (по высоте } h\text{).}$$

Поэтому среднеквадратическое отклонение (СКО) относительных флуктуаций ЭК, называемое интенсивностью ионосферных неоднородностей ($\beta_{\text{и}}$), практически не зависит от высоты h (т.е. остается почти неизменной на всех высотах h, включая высоту максимальной ионизации h_m):

$$\beta_{\text{и}} = \frac{\left\langle \Delta N(\rho,h)^2 \right\rangle^{0,5}}{\bar{N}(h)} = \frac{\sigma_{\Delta N}(h)}{\bar{N}(h)} = \frac{\left\langle \Delta N(\rho,h_m)^2 \right\rangle^{0,5}}{\bar{N}(h_m)} = \frac{\sigma_{\Delta N}(h_m)}{\bar{N}(h_m)} \approx const, \quad (2.106)$$

где $\bar{x} = \langle x \rangle$ – знак статистического усреднения случайного процесса x; $\sigma_{\Delta N} = \sigma_{\Delta N}(h_m) = \left\langle \Delta N(\rho,h_m)^2 \right\rangle^{0,5}$ – СКО флуктуаций ЭК на высоте максимума ионизации h_m. В нормальной ионосфере значение $\beta_{\text{и}} = 10^{-3}...10^{-2}$ и обычно $\beta_{\text{и}} = (3...5)\cdot 10^{-3}$ [5, 32].

Поскольку в соответствии с рисунком 2.8 средняя ЭК в ионосфере $\bar{N}(h)$ с ростом высоты h увеличивается до максимального значения $\bar{N}_m$ в слое F, то согласно (2.106) величина СКО флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы $\sigma_{\Delta N}(h) = \beta_{\text{и}}\bar{N}(h)$ также будет возрастать (см. рисунок 2.8), достигая максимального значения $\sigma_{\Delta N}$ на высоте $h = h_m$ (П.5.5)

$$\sigma_{\Delta N} = \sigma_{\Delta N}(h_m) = \beta_{\text{и}}\bar{N}(h_m) = \beta_{\text{и}}\bar{N}_m > \sigma_{\Delta N}(h) = \beta_{\text{и}}\bar{N}(h)\ . \quad (2.107)$$

Поскольку ИСЗ в ССС размещаются на высотах ($h_{\text{исз}} \sim 10^3...4\cdot 10^4$км), превышающих верхнюю границу ионосферу ($h_{\text{в}} < 10^3$км), то на РРВ в линии ИСЗ – ЗС влияет ЭК по всей толщине $\left(h_{\text{и}} = h_{\text{в}} - h_0\right)$ ионосферы, т.е. интегральная ЭК во всех слоях (D, E и F) ионосферы. Последнюю с учетом пространственных флуктуаций ЭК в неоднородной ионосфере (2.92), можно описать выражением [100]

$$N_{\mathrm{T}}(\rho)=\int\limits_{h_{\mathrm{и}}} N(\rho,h)\,dh=\int\limits_{h_{\mathrm{и}}}\left[\bar{N}(h)+\Delta N(\rho,h)\right]dh=\bar{N}_{\mathrm{T}}+\Delta N_{\mathrm{T}}(\rho)\,, \quad (2.108)$$

где

$$\bar{N}_{\mathrm{T}}=\int\limits_{h_{\mathrm{и}}}\bar{N}(h)\,dh\;;\;\Delta N_{\mathrm{T}}(\rho)=\int\limits_{h_{\mathrm{и}}}\Delta N(\rho,h)\,dh$$

– среднее значение и флуктуации ЭК по всей толщине ($h_{\mathrm{и}}$) ионосферы.

Поскольку согласно рисунку 2.8 толщина ионосферы $h_{\mathrm{и}}=h_{\mathrm{вF}}-h_{0\mathrm{D}}$ простирается от верхней границы слоя F до нижней границы слоя D, то выражение (2.108) можно представить как сумму интегральных ЭК в слое D, E и F

$$\begin{aligned}N_{\mathrm{T}}(\rho)=\int\limits_{h_{0\mathrm{D}}}^{h_{\mathrm{вF}}} N(\rho,h)dh=\int\limits_{h_{0\mathrm{D}}}^{h_{\mathrm{вD}}} N(\rho,h)dh+\int\limits_{h_{0\mathrm{E}}}^{h_{\mathrm{вE}}} N(\rho,h)dh+\int\limits_{h_{0\mathrm{F}}}^{h_{\mathrm{вF}}} N(\rho,h)dh=\\ =N_{\mathrm{TD}}(\rho)+N_{\mathrm{TE}}(\rho)+N_{\mathrm{TF}}(\rho)\,.\end{aligned} \quad (2.109)$$

Здесь интегральные ЭК отдельных слоев $N_{\mathrm{T}i}(\rho)$, где $i=\mathrm{D},\,\mathrm{E},\,\mathrm{F}$, определяются аналогично (2.108) как сумма регулярной $\bar{N}_{\mathrm{T}i}$ и флуктуационной $\Delta N_{\mathrm{T}i}(\rho)$ составляющих и с учетом (2.98, 2.102, 2.103) описываются выражениями:

$$\begin{aligned}N_{\mathrm{TD}}(\rho)=\int\limits_{h_{0\mathrm{D}}}^{h_{\mathrm{вD}}}\left[\bar{N}(h)+\Delta N(\rho,h)\right]dh=\int\limits_{h_{0\mathrm{D}}}^{h_{\mathrm{вD}}}\bar{N}(h)dh+\int\limits_{h_{0\mathrm{D}}}^{h_{\mathrm{вD}}}\Delta N(\rho,h)dh=\\ =\bar{N}_{\mathrm{TD}}+\Delta N_{\mathrm{TD}}(\rho)=\bar{N}_{\mathrm{D}}h_{\mathrm{D}}+\Delta N_{\mathrm{TD}}(\rho)\;;\end{aligned} \quad (2.110)$$

$$\begin{aligned}N_{\mathrm{TE}}(\rho)=\int\limits_{h_{0\mathrm{E}}}^{h_{\mathrm{вE}}}\left[\bar{N}(h)+\Delta N(\rho,h)\right]dh=\int\limits_{h_{0\mathrm{E}}}^{h_{\mathrm{вE}}}\bar{N}(h)dh+\int\limits_{h_{0\mathrm{E}}}^{h_{\mathrm{вE}}}\Delta N(\rho,h)dh=\\ =\bar{N}_{\mathrm{TE}}+\Delta N_{\mathrm{TE}}(\rho)=\bar{N}_{\mathrm{E}}h_{\mathrm{E}}+\Delta N_{\mathrm{TE}}(\rho)\;;\end{aligned} \quad (2.111)$$

$$\begin{aligned}N_{\mathrm{TF}}(\rho)=\int\limits_{h_{0\mathrm{F}}}^{h_{\mathrm{вF}}}\left[\bar{N}(h)+\Delta N(\rho,h)\right]dh=\int\limits_{h_{0\mathrm{F}}}^{h_{\mathrm{вF}}}\bar{N}(h)dh+\int\limits_{h_{0\mathrm{F}}}^{h_{\mathrm{вF}}}\Delta N(\rho,h)dh=\\ =\bar{N}_{\mathrm{TF}}+\Delta N_{\mathrm{TF}}(\rho)=\bar{N}_{m}h_{\mathrm{ЭF}}+\Delta N_{\mathrm{TF}}(\rho)\;;\end{aligned} \quad (2.112)$$

Флуктуации интегральной ЭК в F-слое описываются аналогично [100]

$$\Delta N_{\mathrm{TF}}(\rho)=\int_{h_{0\mathrm{F}}}^{h_{\mathrm{вF}}}\Delta N(\rho,h)dh=h_{\mathrm{ЭF}}\Delta N(\rho,h_m). \qquad (2.113)$$

В нижних слоях ионосферы (D и E), где согласно рисунку 2.8 флуктуации ЭК в неоднородностях слоя в пределах его толщины ($h_{\mathrm{D}}=h_{\mathrm{вD}}-h_{0\mathrm{D}}$ и $h_{\mathrm{E}}=h_{\mathrm{вE}}-h_{0\mathrm{E}}$) не изменяются ($\Delta N(\rho,h)=const$), будем иметь:

$$\Delta N_{\mathrm{TD}}(\rho)=\int_{h_{0\mathrm{D}}}^{h_{\mathrm{вD}}}\Delta N(\rho,h)dh=\Delta N_{\mathrm{D}}(\rho,h)(h_{\mathrm{вD}}-h_{0\mathrm{D}})=\Delta N_{\mathrm{D}}(\rho,h)h_{\mathrm{D}}, \qquad (2.114)$$

$$\Delta N_{\mathrm{TE}}(\rho)=\int_{h_{0\mathrm{E}}}^{h_{\mathrm{вE}}}\Delta N(\rho,h)dh=\Delta N_{\mathrm{E}}(\rho,h)\ (h_{\mathrm{вE}}-h_{0\mathrm{E}})=\Delta N_{\mathrm{E}}(\rho,h)h_{\mathrm{E}}. \qquad (2.115)$$

В соответствии с выражениями (2.109 – 2.115) интегральную ЭК в неоднородной ионосфере и ее слоях можно представить в виде

$$\begin{aligned}N_{\mathrm{T}}(\rho)&=N_{\mathrm{TD}}(\rho)+N_{\mathrm{TE}}(\rho)+N_{\mathrm{TF}}(\rho)=\left[\bar{N}_{\mathrm{TD}}+\Delta N_{\mathrm{TD}}(\rho)\right]+\\&+\left[\bar{N}_{\mathrm{TE}}+\Delta N_{\mathrm{TE}}(\rho)\right]+\left[\bar{N}_{\mathrm{TF}}+\Delta N_{\mathrm{TF}}(\rho)\right]=h_{\mathrm{D}}\left[\bar{N}_{\mathrm{D}}+\Delta N_{\mathrm{D}}(\rho,h)\right]+\\&+h_{\mathrm{E}}\left[\bar{N}_{\mathrm{E}}+\Delta N_{\mathrm{E}}(\rho,h)\right]+h_{\mathrm{ЭF}}\left[\bar{N}_m+\Delta N(\rho,h_m)\right].\end{aligned} \qquad (2.116)$$

Согласно полученному выражению (2.116) математическую модель интегральной ЭК неоднородной ионосферы можно представить в виде (рисунок 2.9) трех равновеликих прямоугольников с площадями $\bar{N}_{\mathrm{TD}}=h_{\mathrm{D}}\bar{N}_{\mathrm{D}}$, $\bar{N}_{\mathrm{TE}}=h_{\mathrm{E}}\bar{N}_{\mathrm{E}}$ и $\bar{N}_{\mathrm{TF}}=h_{\mathrm{ЭF}}\bar{N}_m$. Они соответствуют регулярным составляющим интегральной ЭК в слоях D, E и F, у которых на одну из сторон ($\bar{N}_{\mathrm{D}}, \bar{N}_{\mathrm{E}}$ и $\bar{N}_m$) наложены мелкие «зубчики», характеризующие флуктуационные составляющие ЭК в слоях ионосферы $\Delta N_{\mathrm{D}}(\rho,h)$, $\Delta N_{\mathrm{E}}(\rho,h)$, $\Delta N(\rho,h_m)$ и интегральной ЭК $\Delta N_{\mathrm{TD}}(\rho)$, $\Delta N_{\mathrm{TE}}(\rho)$, $\Delta N_{\mathrm{TF}}(\rho)$.

Чтобы количественно оценить флуктуации интегральной ЭК в слоях ($i=\mathrm{D},\mathrm{E},\mathrm{F}$) ионосферы $\Delta N_{\mathrm{T}i}(\rho)$, введем традиционные допущения [92], что флуктуации ЭК в неоднородностях ионосферы слоев $\Delta N_i(\rho,h)$ представляют собой статистически однородное (по пространству $r=x,y,h=\rho,h$) и

изотропное (по направлению $\vec{r}$) случайное поле с нулевым математическим ожиданием и стандартным СКО:

$$\left\langle \Delta N_i(\rho,h)\right\rangle = \overline{\Delta N_i}(\rho,h) = 0; \quad \sigma_{\Delta N_i} = \left[\left\langle \Delta N_i(\rho,h)^2 \right\rangle\right]^{0,5} = const. \quad (2.117)$$

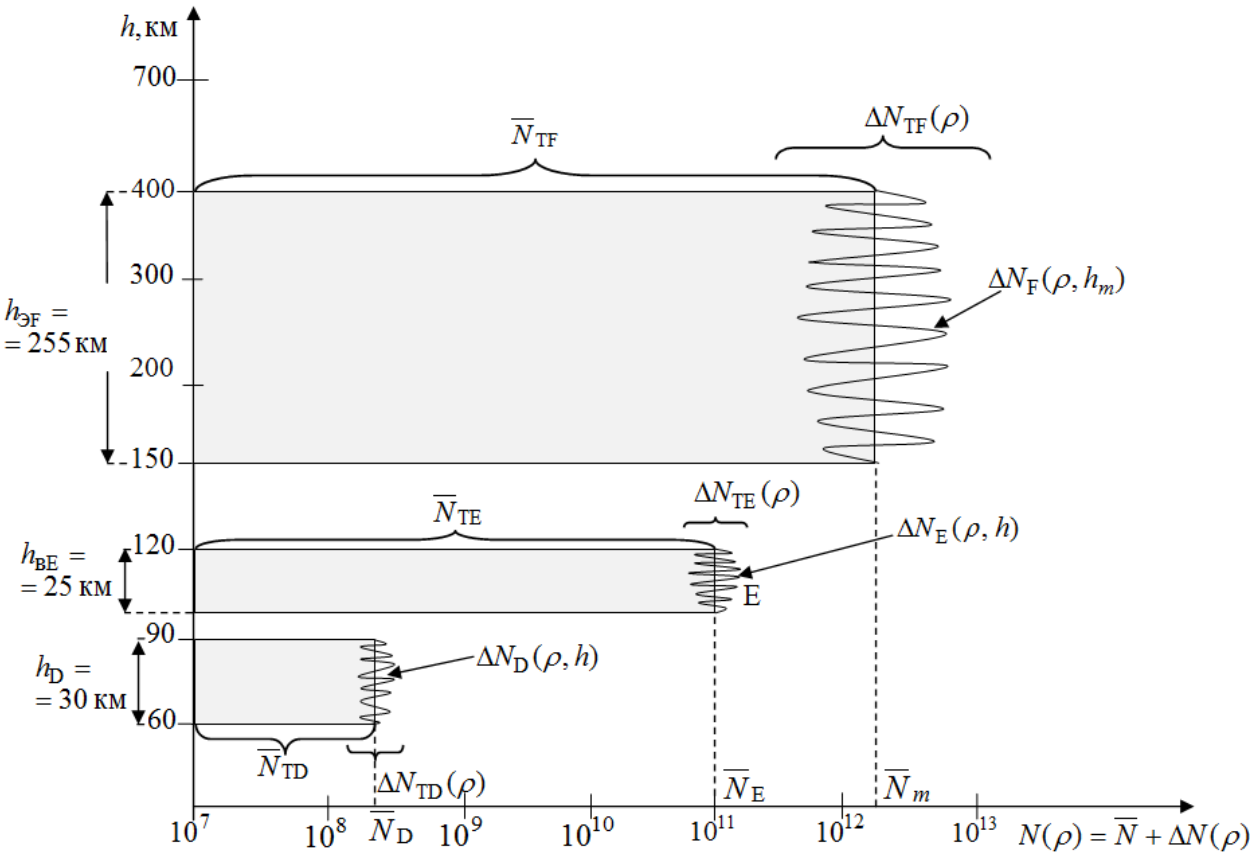


Рисунок 2.9 – Описание интегральной ЭК в неоднородной ионосфере $N_T(\rho)$ в виде трех слоев (D, E, F) с регулярными $\overline{N}_T$ и флуктуационными $\Delta N_T(\rho)$ составляющими

Указанные допущения (2.117) хорошо согласуются с описанием интегральной ЭК в неоднородных слоях ионосферы ($i = D, E, F$) в виде рисунка 2.9, где флуктуации ЭК $\Delta N_i(\rho,h)$ изотропны и стационарны по пространству ($r = \rho, h$).

Поскольку согласно (2.117) $\left\langle \Delta N_i(\rho,h)\right\rangle = 0$, то математическое ожидание флуктуаций интегральной ЭК в каждом слое ионосферы $N_{Ti}(\rho)$ также равно нулю:

$$\left\langle \Delta N_{\mathrm{T}i}(\rho) \right\rangle = \int\limits_{h_{\mathrm{и}i}} \Delta N_i(\rho, h) dh = 0, \qquad (2.118)$$

где $i = \mathrm{D}, \mathrm{E}, \mathrm{F}$.

Дисперсия $\sigma^2_{\Delta N\mathrm{T}i}$ флуктуаций интегральной ЭК в каждом слое ионосферы (2.113–2.115) $\Delta N_{\mathrm{T}i}(\rho) = h_i \Delta N_i(\rho, h)$ будет зависеть не только от толщины (эквивалентной) ионосферного слоя ($h_i = h_{\mathrm{D}}, h_{\mathrm{E}}, h_{\mathrm{ЭF}}$) и дисперсии флуктуаций ЭК в этом слое ($\sigma^2_{\Delta N\mathrm{T}i}$), но и размеров неоднородностей l_s [76, 92].

Для простоты математического описания будем считать, что пространственные ($r = \rho, h$) флуктуации ЭК в неоднородностях каждого ионосферного слоя характеризуется корреляционной функцией (КФ) гауссовского вида [60]

$$\begin{gathered} B_{\Delta N_i}(r) = \left\langle \Delta N_i(r_1) \Delta N_i(r_1 - r) \right\rangle = B_{\Delta N_i}(\rho, h) = \\ = \sigma^2_{\Delta N_i} \exp\left[-(r/l_s)^2 \right] = \sigma^2_{\Delta N_i} \exp\left[-(\sqrt{\rho^2 + h^2}\,/l_s)^2 \right], \end{gathered} \qquad (2.119)$$

где $i = \mathrm{D}, \mathrm{E}$ или F, а l_s – характерный (средний) размер (масштаб) ионосферных неоднородностей (который будем полагать одинаковым для всех слоев $l_{si} = l_s = const$).

В соответствии с выражением (2.119) дисперсия флуктуаций интегральной ЭК в каждом слое (i) ионосферы определяется как [60]

$$\begin{gathered} \sigma^2_{\Delta N\mathrm{T}i} = h_i \int\limits_{-\infty}^{\infty} B_{\Delta N_i}(0, h)\, dh = h_i \int\limits_{-\infty}^{\infty} \sigma^2_{\Delta N_i} \exp\left[-(h/l_s)^2 \right] dh = \\ = h_i \sigma^2_{\Delta N_i} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-h^2/l_s^2 \right) dh = \sqrt{\pi} l_s h_i \sigma^2_{\Delta N_i}, \end{gathered} \qquad (2.120)$$

где $i = \mathrm{D}, \mathrm{E}$ или F.

Согласно (2.107) и рисунку 2.9 величина СКО флуктуаций ЭК в каждом из слоев ионосферы определяется произведением $\beta_{\mathrm{и}} = const$ на среднее значение ЭК в слое:

$$\sigma_{\Delta N_{\mathrm{F}}} = \sigma_{\Delta N} = \beta_{\text{и}} \bar{N}_m; \quad \sigma_{\Delta N_{\mathrm{E}}} = \beta_{\text{и}} \bar{N}_{\mathrm{E}}; \quad \sigma_{\Delta N_{\mathrm{D}}} = \beta_{\text{и}} \bar{N}_{\mathrm{D}}. \qquad (2.121)$$

Поэтому с учетом (2.121) выражения (2.120) для дисперсий флуктуаций интегральной ЭК в каждом из слоев ($\mathrm{D}, \mathrm{E}, \mathrm{F}$) ионосферы можно записать в виде:

$$\sigma^2_{\Delta N_{\mathrm{TD}}} = \sqrt{\pi} l_s h_{\mathrm{D}} \sigma^2_{\Delta N_{\mathrm{D}}} = \sqrt{\pi} l_s h_{\mathrm{D}} (\beta_{\text{и}} \bar{N}_{\mathrm{D}})^2; \qquad (2.122)$$

$$\sigma^2_{\Delta N_{\mathrm{TE}}} = \sqrt{\pi} l_s h_{\mathrm{E}} \sigma^2_{\Delta N_{\mathrm{E}}} = \sqrt{\pi} l_s h_{\mathrm{E}} (\beta_{\text{и}} \bar{N}_{\mathrm{E}})^2; \qquad (2.123)$$

$$\sigma^2_{\Delta N_{\mathrm{TF}}} = \sqrt{\pi} l_s h_{\text{Э}} \sigma^2_{\Delta N} = \sqrt{\pi} l_s h_{\text{ЭF}} (\beta_{\text{и}} \bar{N}_m)^2. \qquad (2.124)$$

Сравнительный анализ значений $\sigma^2_{\Delta N_{\mathrm{T}i}}$, определяемых согласно (2.122–2.124) при типовых [5, 6, 25, 26, 27, 64, 76] параметрах ионосферных неоднородностей $l_s \approx 4 \cdot 10^2$ м, $\beta_{\text{и}} \approx 3 \cdot 10^{-3}$ и фоновых параметрах нормальной ионосферы (см. рисунок 2.9):

$$h_{\mathrm{D}} = 3 \cdot 10^4 \text{м}, \ \bar{N}_{\mathrm{D}} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ эл}/\text{м}^3, \ h_{\mathrm{E}} = 2{,}5 \cdot 10^4 \text{м},$$

$$\bar{N}_{\mathrm{E}} \approx 10^{11} \text{ эл}/\text{м}^3, \ h_{\text{ЭF}} = 2{,}55 \cdot 10^5 \text{м}, \ \bar{N}_m \approx 2 \cdot 10^{12} \text{ эл}/\text{м}^3 \qquad (2.125)$$

указывает на выполнение соотношений

$$\sigma_{\Delta N_{\mathrm{TF}}} \approx 8{,}1 \cdot 10^{13} \text{ эл}/\text{м}^2 >> \sigma_{\Delta N_{\mathrm{TE}}} \approx 10^{12} \text{ эл}/\text{м}^2 >> \sigma_{\Delta N_{\mathrm{TD}}} \approx 4 \cdot 10^9 \text{ эл}/\text{м}^2. \qquad (2.126)$$

Согласно (2.126) СКО флуктуаций интегральной ЭК в слое F ионосферы почти на 2 порядка больше, чем в слое E, и на 4 порядка больше, чем в слое D.

Сравнительный анализ средних значений интегральной ЭК в слоях ионосферы (2.99, 2.102, 2.103):

$$\bar{N}_{\mathrm{TF}} \approx 5{,}1 \cdot 10^{17} \text{ эл}/\text{м}^2 >> \bar{N}_{\mathrm{TE}} \approx 2{,}5 \cdot 10^{15} \text{ эл}/\text{м}^2 >> \bar{N}_{\mathrm{TD}} \approx 9 \cdot 10^{12} \text{ эл}/\text{м}^2 \qquad (2.127)$$

показывает аналогичное соотношение: в слое F средняя интегральная ЭК на 2 порядка больше, чем в слое E, и на 4 порядка больше, чем в слое D.

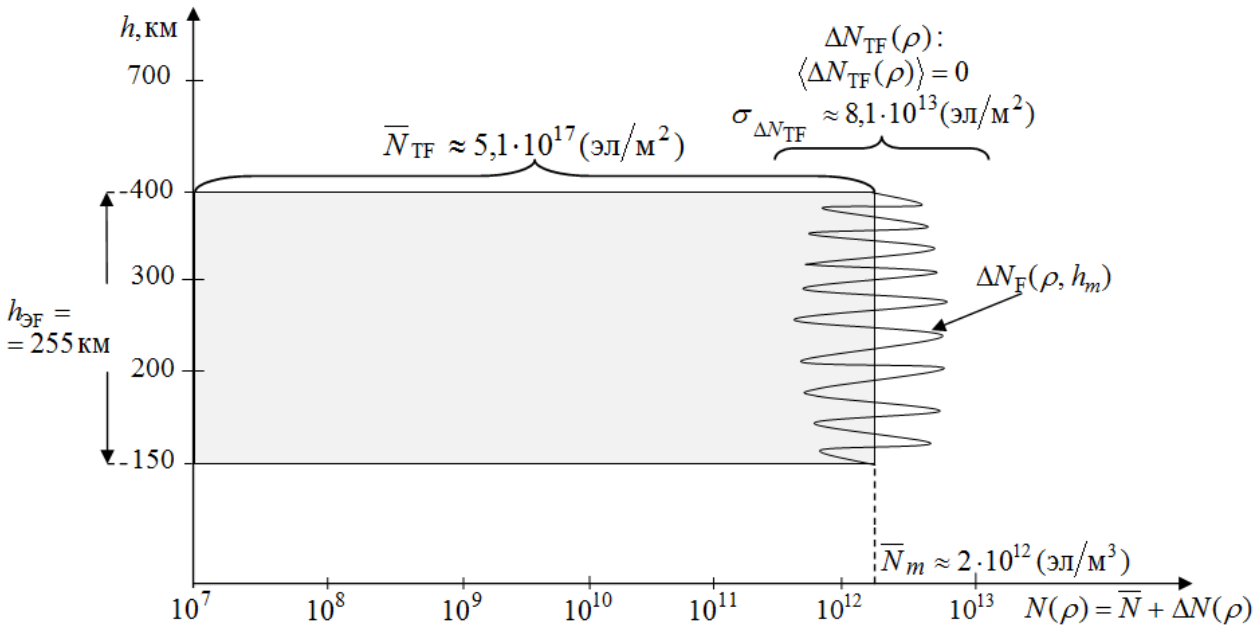


Рисунок 2.10 – Описание интегральной ЭК в неоднородной ионосфере $N_T(\rho)$ в виде одного слоя (F) с регулярной $\overline{N}_{TF}$ и флуктуационной $\Delta N_{TF}(\rho)$ составляющими

В силу выполнения соотношений (2.127) и (2.126) математическое описание интегральной ЭК в неоднородной ионосфере $N_T(\rho)$ можно ограничить рассмотрением только одного слоя F с регулярной $\overline{N}_{TF}$ и флуктуационной $\Delta N_{TF}(\rho)$ составляющими (рисунок 2.10). В этом случае выражение (2.116) сводится к виду

$$N_T(\rho) \approx N_{TF}(\rho) = \overline{N}_{TF} + \Delta N_{TF}(\rho) = h_{ЭF}\overline{N}_m + h_{ЭF}\Delta N(\rho, h_m). \quad (2.128)$$

Согласно установленным значениям (2.99, 2.126) разработанная модель распределения ЭК в нормальной неоднородной ионосфере характеризуется следующими параметрами:

$$\overline{N}_m \approx 2 \cdot 10^{12} \text{ эл/м}^3;\ h_{ЭF} \approx 2{,}55 \cdot 10^5 \text{ м};\ \overline{N}_{TF} = h_{ЭF}\overline{N}_m \approx 5{,}1 \cdot 10^{17} \text{ эл/м}^2; \quad (2.129)$$

$$\overline{\Delta N}_{TF}(\rho) = 0;\ l_s \approx 4 \cdot 10^2 \text{ м};\ \beta_и \approx 3 \cdot 10^{-3};$$

$$\sigma_{\Delta N_{TF}} = \beta_и \overline{N}_m (\sqrt{\pi} l_s h_{ЭF})^{0,5} \approx 8{,}1 \cdot 10^{13} \text{ эл/м}^2. \quad (2.130)$$

Сравнение моделей ионосферы (рис. 2.10 и 2.6), учитывающих (помимо средней интегральной ЭК с слое F ионосферы $\overline{N}_{TF} \approx 5{,}1 \cdot 10^{17}$ эл/м^2)

флуктуации интегральной ЭК $\Delta N_{\text{TF}}(\rho)$ и ЭЧСЭ $\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$ показывает, что для одновременного учета $\overline{N}_{\text{TF}}$, $\Delta N_{\text{TF}}(\rho)$ и $\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$ необходимо модель ионосферы в виде толстого слоя неоднородной интегральной ЭК (рис. 2.10) дополнить тонким слоем ЭЧСЭ, размещенным на его нижней границе (рис. 2.11).

Данная модель ионосферы позволяет одновременно учесть и оценить влияние как поглощения в ионосфере, определяемого согласно (2.105) $L_{\text{П}} \sim \overline{N}_{\text{TF}}\nu_{\text{ЭF}(\delta)} / f_0$, так и многолучевого РРВ, определяемого согласно (2.93) величиной $\Delta\varphi_i \sim \Delta N(\rho_i, h) / f_0$.

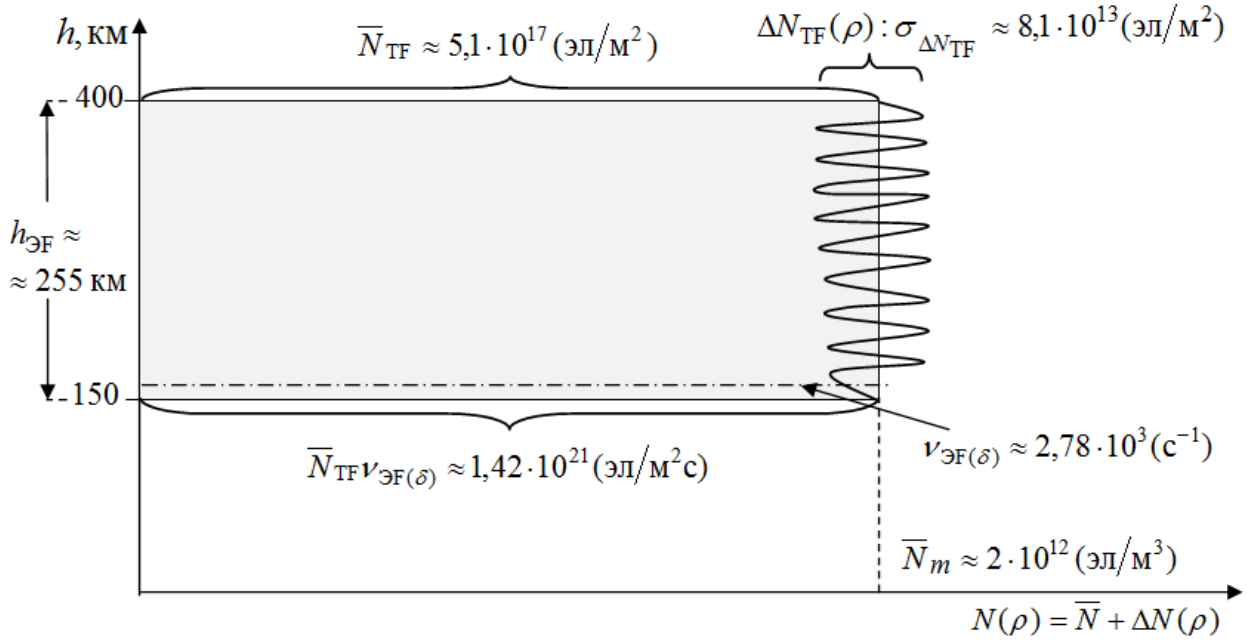


Рисунок 2.11. – Модель ионосферы для оценки поглощения и многолучевого РРВ

Следует отметить, что приведенный на рис. 2.11 вид модели ионосферы не совсем нагляден для построения многолучевой модели трансионосферного радиоканала и его радиофизической модели, которая базируется на учете флуктуаций фаз ($\Delta\varphi_i$) множества лучей, приходящих в точку приема, и флуктуаций фазового фронта (σ_φ) волны при ее распространении через неоднородности среды в точку приема.

Чтобы наглядно представить совокупное влияние флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы $\Delta N(\rho, h = h_m)$ по всей ее эквивалентной толщине $h_Э$ (т.е. влияние флуктуаций интегральной ЭК (2.128) $\Delta N_T(\rho) \sim \Delta N(\rho, h_m) h_Э$) на вертикальное распространение волны от ИСЗ до ЗС (см. рис. 2.7), эти все неоднородности можно заменить на бесконечно тонкий слой неоднородностей, расположенный на нижней границе однородного слоя толщиной $h_Э$ и средней (фоновой) ЭК $\overline{N}_m$, характеризуемый флуктуациями $\Delta N_T(\rho)$ с параметрами $\langle \Delta N_T(\rho) \rangle = 0$ и $\sigma_{\Delta N_T}$ [100].

Таким образом, в соответствии с рис. 2.11 и выражениями (2.128), (2.105) и (2.124) математическую модель распределения ЭК и ЭЧСЭ по высоте h и пространству $\rho = x, y$ в неоднородной поглощающей ионосфере можно представить в виде (рисунок 2.12) совокупности:

1) однородного (по высоте h) слоя F с толщиной $h_Э$ и средней ЭК, равной $\bar{N}(h = h_m) = \bar{N}_m$, которая описывается средней интегральной ЭК $\overline{N}_{TF} = h_Э \bar{N}_m$;

2) расположенного на нижней границе слоя F ионосферы тонкого слоя неоднородностей, который описывается статистическими характеристиками интегральной ЭК слоя F ионосферы $\Delta N_{TF}(\rho)$: а) нулевым средним значением $< \Delta N_{TF}(\rho) >= 0$; б) дисперсией $\sigma^2_{\Delta N_{TF}} = \sqrt{\pi} l_s h_Э (\beta_и \bar{N}_m)^2 = const$;

3) расположенного на нижней границе слоя F бесконечно тонкого слоя, где происходят лишь столкновения электронов с нейтральными молекулами и ионами, который характеризуется ЭЧСЭ $\nu_{ЭF(\delta)}$.

Приведенная на рис. 2.12 модель ионосферы наиболее полно и наглядно позволяет учесть влияние интегральных ($\overline{N}_{TF}$, $\sigma_{\Delta N_{TF}}$, $\nu_{ЭF}$) параметров ионосферы на искажения фазового фронта волны ($\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N_T} / f_0$), обуславливающих многолучевое РРВ, и потери из-за поглощения в ионосфере ($L_П \sim \nu_{ЭF(\delta)} \overline{N}_{TF} / f_0^2$).

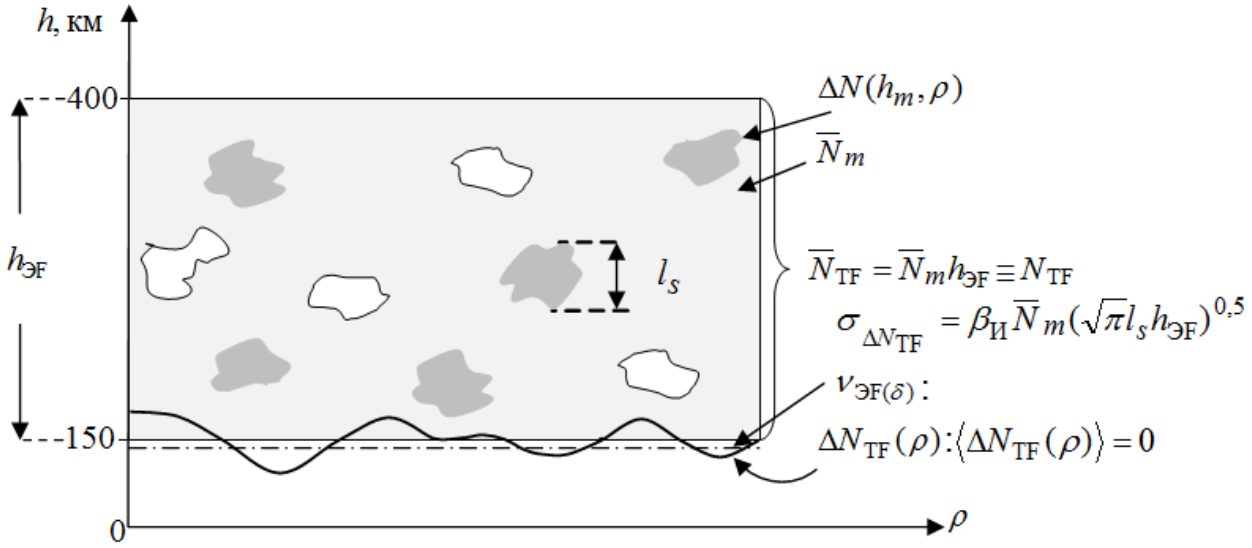


Рисунок 2.12 – Математическая модель ионосферы в виде совокупности толстого однородного F–слоя ($\overline{N}_{\mathrm{T}}=h_{Э}\overline{N}_m$) и тонкого слоя неоднородностей ($\Delta\overline{N}_{\mathrm{TF}}(\rho)$) интегральной ЭК, а также тонкого слоя соударений электронов ($\nu_{ЭF(\delta)}$)

2.4 Математическая модель трансионосферного канала связи с учетом поглощения и многолучевого распространения волны

Проанализируем сначала простейший случай вертикального ($\beta_{\mathrm{T}}=0^{\circ}$, $\alpha_{\mathrm{T}}=90^{\circ}$) распространения (рисунок 2.13) передаваемого с ИСЗ сигнала (излучаемой волны), с частотой $\omega_0=2\pi f_0$, описываемого выражениями (2.42, 2.45), через неоднородный ионосферный слой, описываемый разработанной выше моделью (рис. 2.12), к точке размещения ЗС ($\rho=0,z$) [100].

В дальнейшем для краткости индекс F в выражениях для ЭК и ЭЧСЭ будем опускать:

$$\overline{N}_{\mathrm{TF}}=h_{ЭF}\overline{N}_m\equiv\overline{N}_{\mathrm{T}}=h_{Э}\overline{N}_m=z_{Э}\overline{N}_m;\ \ \nu_{ЭF(\delta)}\equiv\nu_{Э}. \qquad (2.131)$$

Чтобы определить выражения для сигнала на входе приемника $s_r(t)$ и его мощности P_r, необходимо сначала описать поле волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t,z)$ и затем найти сигнал на ее выходе, т.е. $s_r(t)$.

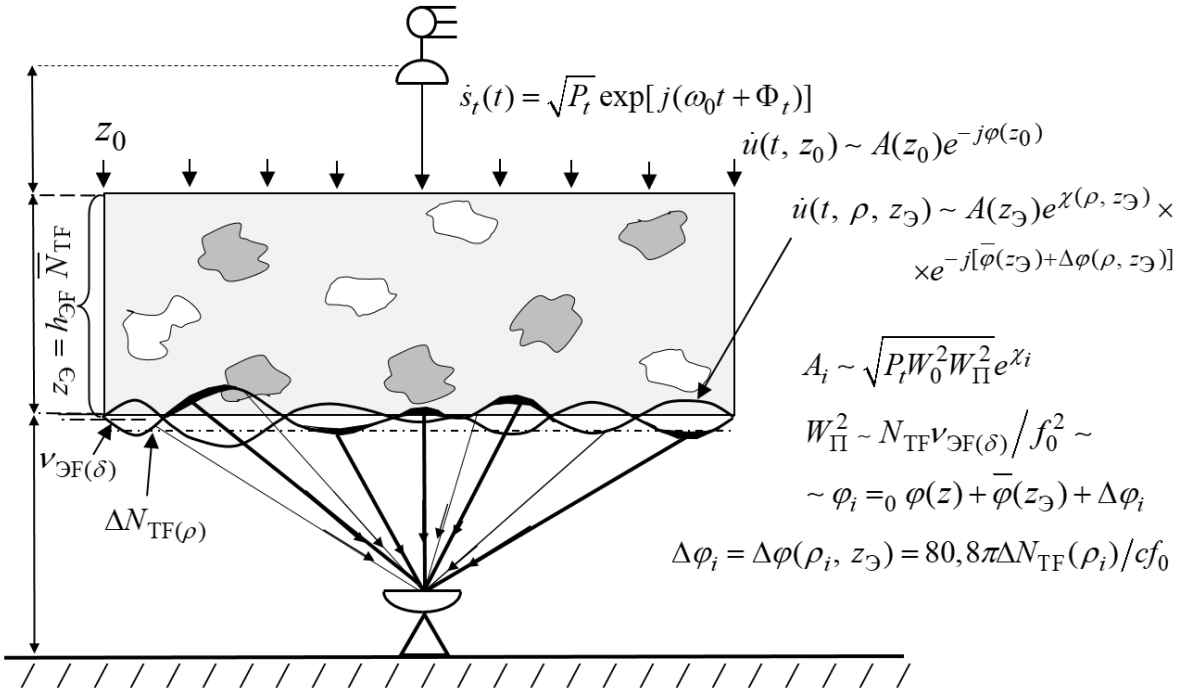


Рисунок 2.13 – Процесс вертикального РРВ от ИСЗ к ЗС через неоднородную ионосферу с учетом поглощения волны и многолучевости

Чтобы описать поле волны на выходе приемной антенны $\dot{u}_r(t,z)$ при ее трансионосферном распространении, следует предварительно описать поле этой волны на входе в ионосферный слой $\dot{u}_r(t,z_0)$ и на его выходе $\dot{u}_r(t,z_Э)$.

При передаче комплексного сигнала (2.42, 2.45)

$$\dot{s}_t = \dot{S}_t \exp(j\omega_0 t) = \sqrt{P_t}\exp\ [j\Phi_t]\exp(j\omega_0 t) = \sqrt{P_t}\exp\ [j(\omega_0 t + \Phi_t)]$$

выражения для амплитуды (A_0) и фазы (φ_0) во фронте падающей на верхнюю границу ионосферы (на расстоянии $z = z_0$ от ИСЗ) волны определяют ее амплитудно-фазовый фронт, описываемый комплексным полем падающей (плоской) волны (2.47):

$$\dot{u}(t,z_0) = A_0\exp\{j[\omega_0 t + \Phi_t - \varphi_0]\} = A(z_0)\exp\{j\Phi_t - j\varphi_0(z_0)]\}\exp(j\omega_0 t) =$$
$$= \sqrt{P_t K_{\mathrm{oc}}(z_0)}\exp[j\Phi_t]\exp[-j\omega_0(z_0/c)]\exp(j\omega_0 t),$$

где коэффициент ослабления мощности излучаемой волны P_t на расстоянии z_0 в свободном пространстве определяется согласно (2.50) как

$$K_{\text{ос}}(z_0) = 60 G_t \eta_t W_0^2(z_0)(4\pi/\lambda_0)^2 = \\ = 60 G_t \eta_t (\lambda_0/4\pi z_0)^2 (4\pi/\lambda_0)^2 = 60 G_t \eta_t z_0^{-2}. \quad (2.132)$$

На выходе неоднородного ионосферного слоя (т.е. в плоскости $z = z_Э$) фазовый фронт в отличие от (2.55) исказится по сравнению с падающим φ_0 фронтом [50, 76, 78]

$$\varphi(\rho, z_Э) = \varphi_0(z_Э) + \bar{\varphi}(z_Э) + \Delta\varphi(\rho, z_Э) = \omega_0[z_Э/c + \bar{\tau}_г + \Delta\tau_г(\rho)]. \quad (2.133)$$

Здесь, как и в (2.55), первое слагаемое характеризует дополнительный к z_0 набег фазы в свободном пространстве со скоростью света (c) на расстоянии $z_Э$ и описывается аналогично (2.56):

$$\varphi(z_Э) = \varphi_0(z_{0Э}) = \omega(z_{0Э}/c) = \omega_0(z_{0Э}/c) = \omega_0[(z_0 + z_Э)/c], \quad (2.134)$$

где $z_{0Э} = z_0 + z_Э$.

Второе слагаемое (2.133) характеризует поправку на среднее значение времени запаздывания волны с частотой ω_0 в ионосферном слое толщиной $z_Э$ и средней интегральной ЭК $\bar{N}_Т = z_Э \bar{N}_m$ при ее распространении с групповой скоростью и описывается аналогично (2.57):

$$\bar{\varphi}(z_Э) = \omega_0 \bar{\tau}_г, \quad (2.135)$$

где

$$\bar{\tau}_г = \frac{40,4\bar{N}_Т}{cf_0^2} = \frac{40,4}{cf_0^2} z_Э \bar{N}_m = -\bar{\tau}_ф, \quad (2.136)$$

– поправка на среднее значение группового времени запаздывания волны в ионосферном слое, равная по величине и противоположная по знаку поправке на среднее значение фазового времени запаздывания этой волны ($-\bar{\tau}_ф = \bar{\tau}_г$).

Третье слагаемое в (2.133) характеризует флуктуации (искажения) фазового фронта волны в горизонтальной плоскости $\rho = (x, y)$ на выходе неоднородной ионосферы ($z = z_Э$) относительно $\bar{\varphi}(z_Э)$, обусловленные флуктуациями интегральной ЭК $\Delta N_Т(\rho)$

$$\Delta\varphi(\rho, z_Э) = \omega_0 \Delta\tau_г(\rho) = 80,8\pi\Delta N_Т(\rho)/cf_0, \quad (2.137)$$

где

$$\Delta\tau_{\text{г}}(\rho)=\frac{40,4}{cf_0^2}\Delta N_{\text{т}}(\rho)=-\Delta\tau_{\text{ф}}(\rho) \tag{2.138}$$

– флуктуации группового времени запаздывания на выходе неоднородного ионосферного слоя относительно $\bar{\tau}_{\text{г}}$, равные по величине и противоположные по знаку флуктуациям фазового времени запаздывания ($-\Delta\tau_{\text{ф}}(\rho)=\Delta\tau_{\text{г}}(\rho)$).

Амплитудный фронт волны на выходе неоднородного ионосферного слоя также будет искажен по сравнению с падающим A_0 (2.48) и описывается выражением [60, 78]

$$A(\rho,z_{\text{Э}})=A_0(z_{\text{Э}})\exp[\chi(\rho,z_{\text{Э}})], \tag{2.139}$$

где

$$A_0=A_0(z_{\text{Э}})=\sqrt{P_tK_{\text{ос}}(z_{\text{Э}})} \tag{2.140}$$

– амплитуда поля волны в плоскости $z=z_{\text{Э}}$ в отсутствие неоднородностей среды (ионосферы);

$$\chi(\rho,z_{\text{Э}})=\ln[A(\rho,z_{\text{Э}})/A_0(z_{\text{Э}})] \tag{2.141}$$

– флуктуации уровня амплитудного фронта волны относительно $A_0(z_{\text{Э}})=$ $=\sqrt{P_tK_{\text{ос}}(z_{\text{Э}})}$.

Входящий в (2.140) коэффициент ослабления мощности волны на выходе ионосферного слоя $z=z_{\text{Э}}$ определен выражением (2.52 – 2.54):

$$K_{\text{ос}}(z_{\text{Э}})=60G_t\eta_tW_0^2(z_{0\text{Э}})W_{\text{П}}^2(4\pi/\lambda_0)^2, \tag{2.142}$$

где

$$W_0^2(z_{0\text{Э}})=[\lambda_0/4\pi(z_0+z_{\text{Э}})]^2=[c/4\pi f_0(z_0+z_{\text{Э}})]^2\le 1; \tag{2.143}$$

а $W_{\text{П}}^2$ с учетом (2.94) можно записать в виде

$$\begin{aligned}W_{\text{П}}^2&=L_{\text{П}}^{-1}=\exp[-2,7\cdot10^{-7}(\overline{N}_{\text{TF}}\nu_{\text{ЭF}(\delta)})/f_0^2]\equiv\\&\equiv\exp[-2,7\cdot10^{-7}\overline{N}_{\text{T}}\nu_{\text{Э}}/f_0^2]\le 1.\end{aligned} \tag{2.144}$$

Амплитудный (2.139 – 2.144) и фазовый (2.133–2.138) фронт волны на выходе ($z = z_Э$) неоднородного ионосферного слоя определяют амплитудно-фазовый фронт выходной волны, описываемый комплексным полем вида:

$$\begin{gathered}\dot{u}(t,\rho,z_Э) = A(\rho,z_Э)\exp[\,j\Phi_t - j\varphi(\rho,z_Э)]\exp(j\omega_0 t) = \\ = A_0(z_Э)\exp[\chi(\rho,z_Э)]\exp[\,j\Phi_t]\exp[-j\Delta\varphi(\rho,z_Э)]\times \\ \times\exp\{-j[\varphi_0(z_Э)+\bar{\varphi}(z_Э)]\}\exp(j\omega_0 t) = \\ = \sqrt{P_t K_{oc}(z_Э)}\exp[\chi(\rho,z_Э)]\exp[\,j\Phi_t]\times \\ \times\exp[-j\omega_0\Delta\tau_г(\rho)]\exp[-j\omega_0\ (z_{0Э}/c+\bar{\tau}_г)]\exp(j\omega_0 t)\ ,\end{gathered} \tag{2.145}$$

где коэффициент ослабления определяется согласно (2.142–2.144) как

$$K_{oc}(z_Э) = 60 G_t \eta_t (z_0 + z_Э)^{-2}\exp[-2{,}7\cdot 10^{-7}(\overline{N}_Т \bar{\nu}_Э)/\ f_0^2]\ . \tag{2.146}$$

Сравнительный анализ выражений (2.144) и (2.51) для описания комплексного поля (амплитудно-фазового (АФ) фронта) волны на выходе неоднородного поглощающего ионосферного слоя $\dot{u}(t,\rho,z_Э)$ и однородного $\dot{u}(t,z_Э)$ показывает, что они отличаются только двумя сомножителями:

$$\exp\big[\chi(\rho,z_Э)\big]\ ;\ \Delta\varphi(\rho,z_Э) = \omega_0\Delta\tau_г(\rho) = 80{,}8\pi\Delta N_Т(\rho)/cf_0\,.$$

Они характеризуют флуктуации амплитудного $A(\rho,z_Э)$ и фазового $\varphi(\rho,z_Э)$ фронта выходной волны относительно их значений в отсутствие неоднородностей (когда $\Delta N(\rho)=0,\ \ N(\rho,h)=N(h)\equiv\overline{N}(h)$):

$$\begin{gathered}A_0(z_Э) = \sqrt{P_t K_{oc}(z_Э)} = \sqrt{60 P_t G_t \eta_t W_0^2(z_{0Э}) W_П^2 (4\pi/\lambda_0)^2}\,; \\ \varphi(z_Э) = \varphi_0(z_Э)+\varphi_u(z_Э) = \omega_0(z_{0Э}/c+\tau_г) = \\ = \varphi_0(z_Э)+\bar{\varphi}(z_Э) = \omega_0(z_{0Э}/c+\bar{\tau}_г),\end{gathered} \tag{2.147}$$

где согласно (2.54, 2.57) и (2.144, 2.136):

$$\begin{gathered}W_П^2 = \exp[-2{,}7\cdot 10^{-7} z_Э N_m \nu_{ЭF(\delta)}/\ f_0^2] \equiv \exp[-2{,}7\cdot 10^{-7} z_Э \overline{N}_m \nu_Э/\ f_0^2]\ ; \\ \tau_г = 40{,}4 N_m z_Э \big/ cf_0^2 \equiv \bar{\tau} = 40{,}4\overline{N}_m z_Э \big/ cf_0^2\,.\end{gathered} \tag{2.148}$$

Дальнейшее РРВ за ионосферным слоем до точки приема (размещения ЗС в точке $\rho = 0, z$) можно представить в виде (см. рис. 2.13) множества ($i = 1...M$) элементарных лучей, образуемых элементарными площадками

$(x_i, y_i) = \rho_i$ на поверхности амплитудно-фазового фронта выходной ($z = z_Э$) волны.

Амплитуды и фазы этих элементарных лучей будут описываться согласно выражениям (2.139) и (2.133) при замене в них ρ на ρ_i:

$$A(\rho_i, z_Э) = A_0(z_Э)\exp[\chi(\rho_i, z_Э)] = \sqrt{P_t K_{oc}(z_Э)}\exp[\chi(\rho_i, z_Э)]. \quad (2.149)$$

$$\begin{gathered}\varphi(\rho_i, z_Э) = \varphi_0(z_Э) + \bar{\varphi}(z_Э) + \Delta\varphi(\rho_i, z_Э) = \\ = \omega_0[z_{0Э}/c + \bar{\tau}_г + \Delta\tau_г(\rho_i)] = \omega_0[z_{0Э}/c + \bar{\tau}_г] + \omega_0\Delta\tau_г(\rho_i),\end{gathered} \quad (2.150)$$

где $K_{oc}(z_Э)$ определяется согласно (2.146), а $\bar{\tau}_г$ и $\Delta\tau_г(\rho_i)$ – согласно (2.136) и (2.138).

Поскольку РРВ от нижней границы ионосферы ($z = z_Э$) до точки приема $(0, z)$ происходит (см. рис. 2.13) в свободном пространстве на расстоянии z_1, то выражения для амплитуды и фазы *i*-го луча в точке ($z = z_{0Э} + z_1$) приема (точнее, на входе приемной антенны) будут отличаться от (2.149, 2.150) только дополнительным (к $z_{0Э} = z_0 + z_Э$) ослаблением амплитуды и набегом фазы на значения, соответствующие z_1, при неизменности других параметров луча [78]

$$A(\rho_i, z) = A_0(z)\exp[\chi(\rho_i, z)] = \sqrt{P_t K_{oc}(z)}\exp[\chi(\rho_i, z)], \quad (2.151)$$

где

$$\begin{gathered}K_{oc}(z) = 60 G_t \eta_t(z)^{-2} W_П^2 = 60 G_t \eta_t(z_0 + z_Э + z_1)^{-2} \times \\ \times\exp[-2{,}7\cdot 10^{-7}(\bar{N}_Т \nu_Э)/f_0^2],\end{gathered} \quad (2.152)$$

$$\begin{gathered}\varphi(\rho_i, z) = \varphi_0(z) + \bar{\varphi}(z_Э) + \Delta\varphi(\rho_i, z_Э) = \\ = \omega_0[z/c + \bar{\tau}_г + \Delta\tau_г(\rho_i)] = \omega_0[(z_0 + z_Э + z_1)/c + \bar{\tau}_г + \Delta\tau_г(\rho_i)],\end{gathered} \quad (2.153)$$

где

$$\bar{\tau}_г = 40{,}4\bar{N}_Т / cf_0^2, \;\; \Delta\tau_г(\rho_i) = 40{,}4\Delta N_Т(\rho_i)/cf_0^2. \quad (2.154)$$

Амплитуды $A(\rho_i, z, \omega)$ и фазы $\varphi(\rho_i, z, \omega)$ множества ($i = 1...M$) лучей, приходящих в точку приема, определяют выражение для принимаемого сигнала, т.е. на входе ПРМ $s_r(t)$, но не в полной мере описывают его. Это

следует из анализа выражения (2.152), в котором отсутствует характеристики приемной антенны (например, ее коэффициент усиления G_r).

Амплитудный (2.151, 2.152) и фазовый (2.153, 2.154) фронт i-го луча (элементарной волны) в точке приема $(0, z)$ определяют комплексное поле этой волны:

$$\begin{aligned}\dot{u}(t,\rho_i,z) &= A(\rho_i,z)\exp[\,j\Phi_t - j\varphi(\rho_i,z)]\exp(\,j\omega_0 t) = \\ &= \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\exp[\,\chi(\rho_i,z)]\exp[\,j\Phi_t]\times \\ &\times\exp[-j\omega_0\{z/c + \bar{\tau}_{\text{г}} + \Delta\tau_{\text{г}}(\rho_i)\}\exp(j\omega_0 t),\end{aligned} \tag{2.155}$$

где коэффициент ослабления определяется согласно (2.152), а $\bar{\tau}_{\text{г}}$ и $\Delta\tau_{\text{г}}(\rho_i)$ – согласно (2.154).

Выражение (2.155) можно записать в традиционном [17, 47–49, 119] виде через амплитудный коэффициент передачи канала по i-му лучу ($в_i$), относительный фазовый сдвиг ($\Delta\varphi_i$) и комплексный коэффициент передачи ($\dot{в}_i$) канала по этому лучу:

$$в_i = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\exp\big[\,\chi(\rho_i,z)\big] \equiv \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\exp\chi_i, \tag{2.156}$$

$$\Delta\varphi_i \equiv \Delta\varphi_i(\omega_0) = \Delta\varphi(\rho_i, z_{\text{Э}}) = \omega_0\Delta\tau_{\text{г}}(\rho_i) = \omega_0\Delta\tau_i, \tag{2.157}$$

$$\begin{aligned}\dot{в}_i &= \dot{в}_i(\omega_0) = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\exp\big[\,\chi(\rho_i,z) - j\omega_0\Delta\tau_{\text{г}}(\rho_i)\big] = \\ &= \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\exp(\chi_i - j\Delta\varphi_i) = в_i\exp(-j\Delta\varphi_i) = \\ &= \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\dot{в}_{i\text{н}}(\omega_0) = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\dot{в}_{i\text{н}},\end{aligned} \tag{2.158}$$

где

$$\begin{aligned}\dot{в}_{i\text{н}} &= \dot{в}_{i\text{н}}(\omega_0) = \dot{в}_i(\omega_0)\big/\sqrt{K_{\text{ос}}(z)} = \exp(\chi_i - j\Delta\varphi_i) = \exp(\chi_i - j\omega_0\Delta\tau_i) = \\ &= \exp(\chi_i)\exp(-j\Delta\varphi_i) = (в_i\big/\sqrt{K_{\text{ос}}(z)})\exp(-j\Delta\varphi_i) = \\ &= в_{i\text{н}}\exp(-j\Delta\varphi_i) = в_{i\text{н}}\exp(-j\omega_0\Delta\tau_i)\end{aligned} \tag{2.159}$$

– нормированное значение комплексного коэффициента передачи КС по i-му лучу (зависящее от ω_0).

С учетом (2.156–2.158) выражение (2.155) для комплексного поля волны i-го луча в точке приема (на входе приемной антенны) примет вид

$$\begin{gathered}\dot{u}(t,\rho_i,z)\equiv\dot{u}_{ir}(t)=\sqrt{P_t}\exp[\,j\Phi_t]\sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\exp(\chi_i)\exp(-j\Delta\varphi_i)\times\\ \times\exp[-j\omega_0(z/c+\bar{\tau}_{\text{г}})]\exp(j\omega_0 t)=\sqrt{P_t}\exp(j\Phi_t)\dot{\varepsilon}_i\exp(-j\Delta\varphi_i)\times\\ \times\exp[-j\omega_0(z/c+\bar{\tau}_{\text{г}})\exp(j\omega_0 t)=\sqrt{P_t}\dot{\varepsilon}_i\exp(j\Phi_t)\times\\ \times\exp[-j\omega_0(t-z/c-\bar{\tau}_{\text{г}})]=\sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\dot{\varepsilon}_{i\text{н}}\exp(j\Phi_t)\exp(j\omega_0 t')\ ,\end{gathered}\tag{2.160}$$

где

$$t'=t-z/c-\bar{\tau}_{\text{г}}=t-\bar{\tau}\,;\ \bar{\tau}=z/c+\bar{\tau}_{\text{г}}\tag{2.161}$$

– среднее время запаздывания всех лучей ($i=1...M$) при трансионосферном РРВ на расстояние z.

Поскольку на вход приемной антенны приходит не один, а множество ($i=1...M$) элементарных лучей (волн), то поле принимаемой волны в трансионосферных радиоканалах с многолучевостью можно традиционно описать суммой элементарных полей:

$$\begin{gathered}\dot{u}_r(t)=\sum_{i=1}^{M}\dot{u}_{ir}(t)=\sum_{i=1}^{M}\dot{u}(t,\rho_i,z)=\sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\dot{\varepsilon}_{\text{н}}\exp(j\Phi_t)\exp(j\omega_0 t')=\\ =\sqrt{P_t}\dot{\varepsilon}\exp[\,j(\omega_0 t'+\Phi_t)],\end{gathered}\tag{2.162}$$

где

$$\begin{gathered}\dot{\varepsilon}_{\text{н}}=\dot{\varepsilon}_{\text{н}}(\omega_0)=\sum_{i=1}^{M}\dot{\varepsilon}_{i\text{н}}=\sum_{i=1}^{M}\varepsilon_{i\text{н}}\exp(-\Delta\varphi_i)=\\ =\sum_{i=1}^{M}\exp\big[\,\chi(\rho_i,z)-j\omega_0\Delta\tau_{\text{г}}(\rho_i)\big]=\sum_{i=1}^{M}\exp(\chi_i-j\omega_0\Delta\tau_i)=\\ =\frac{1}{\sqrt{K_{\text{ос}}(z)}}\sum_{i=1}^{M}\sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\exp(\chi_i)\exp(-j\omega_0\Delta\tau_i)=\\ =\frac{1}{\sqrt{K_{\text{ос}}(z)}}\sum_{i=1}^{M}\varepsilon_i\exp(-j\Delta\varphi_i)=\dot{\varepsilon}(\omega_0)\big/\sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\le 1\end{gathered}\tag{2.163}$$

– нормированное (к коэффициенту ослабления амплитуды сигнала $\sqrt{K_{\text{ос}}(z)}$ в КС без неоднородностей и многолучевости) значение комплексного коэффициента передачи многолучевого трансионосферного КС, а $K_{\text{ос}}(z)$ определяется согласно (2.152).

Выражение (2.163) для нормированного коэффициента передачи многолучевого КС связано очевидной зависимостью с известным [17, 48, 60, 76] выражением для комплексного коэффициента передачи на частоте ω_0:

$$\dot{в}(\omega_0) = \dot{в} = \dot{в}_н \sqrt{K_{\text{ос}}(z)} = \sum_{i=1}^{M} \exp\left[\chi(\rho_i, z) - j\omega_0 \Delta\tau_{\text{г}}(\rho_i)\right] = \\ = \sum_{i=1}^{M} в_i \exp(-j\omega_0 \Delta\tau_i) = \sum_{i=1}^{M} в_i \exp(-j\Delta\varphi_i), \tag{2.164}$$

где $в_i$ и $\Delta\tau_i$ согласно [44] одинаковые для всех частот в спектре сигнала, (т.е. зависят от ω_0).

Достоверность полученного выражения (2.162–2.164) для поля $\dot{u}_r(t)$ подтверждается тем, что в частном случае отсутствия флуктуаций амплитуды $\chi(\rho_i, z) = 0$ и фазового запаздывания $\Delta\varphi_i = 0$ в приходящих лучах оно сводится к виду (2.68) $\dot{u}_r(t) \sim \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}$, поскольку $\dot{в}_н = 1$ и $\dot{в} = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}$.

Для трансионосферного КС выражение (2.164) с учетом (2.138, 2.152) можно представить в виде явной зависимости от несущей частоты (f_0) и параметров ионосферы ($\overline{N}_{\text{Т}}, \Delta N_{\text{Т}}(\rho)$, $\nu_{\text{Э}}$)

$$\dot{в} = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)} \cdot \dot{в}_н = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)} \sum_{i=1}^{M} \exp\left[\chi(\rho_i, z) - j\Delta\varphi(\rho_i, z_{\text{Э}})\right] = \\ = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)} \sum_{i=1}^{M} \exp\left\{ \left[\chi(\rho_i, z) - j(2\pi f_0) 40{,}4 \Delta N_{\text{Т}}(\rho_i) / c f_0^2 \right] \right\} = \\ = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)} \sum_{i=1}^{M} \exp\left[\chi(\rho_i, z) - j80{,}8\pi \Delta N_{\text{Т}}(\rho_i) / c f_0\right], \tag{2.165}$$

где

$$\dot{в}_н = \dot{в}_н(\omega_0) = \sum_{i=1}^{M} \exp\left[\chi(\rho_i, z) - j\Delta\varphi(\rho_i, z_{\text{Э}})\right] = \\ = \sum_{i=1}^{M} \exp\left[\chi(\rho_i, z) - j80{,}8\pi \Delta N_{\text{Т}}(\rho_i) / c f_0\right],$$

$$K_{\text{ос}}(z) = 60 G_t \eta_t z^{-2} \exp[-2{,}7 \cdot 10^{-7} (\overline{N_{\text{Т}}} \nu_{\text{Э}}) / f_0^2].$$

Отметим, что представление комплексного коэффициента передачи ($\dot{в}$) трансионосферного КС в виде (2.165) произведения двух сомножителей ($\sqrt{K_{\text{ос}}(z)}$ и $\dot{в}_н$) удобно тем, что позволяет разделить вклад поглощающих свойств ионосферы ($\sqrt{K_{\text{ос}}(z)} \sim \overline{N}_{\text{Т}} \nu_{\text{Э}} / f_0$) и многолучевых ($\Delta\varphi_i \sim N_{\text{Т}}(\rho_i)/f_0$).

Сравнение полученного выражения (2.165) с искомым (2.10а) показывает, что по своему физическому смыслу нормированный коэффициент передачи трансионосферного многолучевого КС ($в_н$) соответствует множителю ослабления волны при распространении через ионосферу, обусловленному проявлением быстрых замираний:

$$в_н = |\dot{в}_н| = |\dot{в}_н(\omega_0)| = \left| \sum_{i=1}^{M} \exp[\chi(\rho_i, z) - j80{,}8\pi\Delta N_{\text{Т}}(\rho_i)/cf_0] \right| \equiv \equiv W_{\text{БЗ}}(f_0) = \psi[\Delta\varphi_i(f_0)]. \quad (2.166)$$

Полученное выражение (2.165) для нормированного коэффициента передачи трансионосферного КС указывает на то, что $\dot{в}_н = \psi\left[\Delta N_{\text{Т}}(\rho_i)\right]$ является комплексной гауссовской случайной величиной.

Такой характер изменения $\dot{в}_н$ обусловлен результатом суммирования большого ($M >> 1$) числа лучей с единичными амплитудами и случайными начальными фазами $\Delta\varphi(\rho_i) = \omega_0 \Delta\tau(\rho_i) \sim \Delta N_{\text{Т}}(\rho_i)$, которые можно считать статистически независимыми, поскольку их значения согласно (2.128) пропорциональны $\Delta N_{\text{Т}}(\rho) \sim h_{\text{Э}} \Delta N(\rho, h_m)$, т.е. определяются множеством неоднородностей ЭК $\Delta N(\rho, h)$ вдоль пути $h_{\text{Э}} = z_{\text{Э}}$. В этом случае согласно центральной предельной теоремы величина $\dot{в}_н$, как и $\Delta\varphi(\rho_i)$, описываются нормальным (гауссовским) законом распределения вероятностей [17, 35, 49, 80, 108].

Модуль гауссовской случайной величины $\dot{в}_н$ (т.е. $|\dot{в}_н|$) характеризует флуктуации амплитуды (т.е. общие быстрые замирания) принимаемого сигнала. При выполнении условия

$$\omega_0 \Delta\tau_i = \omega_0 \Delta\tau_{\text{г}}(\rho_i) = \Delta\varphi_i << 2\pi$$

изменения $|\dot{в}_н|$ подчиняются райсовскому закону распределения вероятности [119].

Поскольку $\dot{в}_н$ имеет регулярную и флуктуационную составляющие

$$\dot{в}_н = <\dot{в}_н> + \Delta\dot{в}_н = \dot{\alpha}_{\text{р}} + \dot{в}_{\text{фл}},$$

то математическое ожидание (M) модуля $|\dot{в}_н|$ и его дисперсия описываются известными [17, 45, 48, 80, 108, 119] выражениями:

$$M(|\dot{в}_н|) = \langle|\dot{в}_н|\rangle = \alpha_{\text{р}}, \tag{2.167}$$

$$M\left(|\dot{в}_н|^2\right) = \left\langle|\dot{в}_н|^2\right\rangle = \alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_в^2 = 1. \tag{2.168}$$

где $\alpha_{\text{р}}^2$ и $2\sigma_в^2$ – регулярная и флуктуационная составляющие дисперсии (мощности) нормированного коэффициента передачи ($\dot{в}_н$) многолучевого КС.

Полученное выражение (2.162) для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t)$ позволяет определить комплексный сигнал на выходе приемной антенны, т.е. на входе приемника $\dot{s}_r(t)$. В общем случае взаимосвязь между $\dot{s}_r(t)$ и $\dot{u}_r(t)$ имеет вид (2.69).

Однако, если комплексное поле волны на входе приемной антенны является неизменным в пределах ее раскрыва ρ, т.е. отсутствуют пространственно-селективные замирания (ПСЗ) по раскрыву приемной антенны, то $\dot{u}_r(t,\rho) = \dot{u}_r(t)$. Тогда выражение (2.69) упрощается и согласно (2.70–2.74) сводится к виду

$$\dot{s}_r(t) = \dot{u}_r(t) I_{0r} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{J}_r(\rho) d\rho = \dot{u}_r(t) I_{0r}, \tag{2.169}$$

где

$$I_{0r} = \sqrt{G_r \eta_r \lambda_0^2 / 960\pi^2} = const. \tag{2.170}$$

– постоянный множитель функции раскрыва приемной антенны.

При подстановке (2.170) и (2.162) в выражение (2.169) получим следующее выражение для комплексного сигнала на входе приемника:

$$\begin{aligned}\dot{s}_r(t) = \dot{u}_r(t)\dot{I}_{0r} = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)\dot{I}_{0r}^2}\,\dot{e}_н \exp(j\Phi_t)\exp(j\omega_0 t') = \\ = \sqrt{P_t K_{\text{ос}}}\,\dot{e}_н \exp(j\Phi_t)\exp(j\omega_0 t') = \sqrt{P_t}\,\dot{e}\exp[j(\omega_0 t' + \Phi_t)],\end{aligned} \tag{2.171}$$

где $\dot{e}_н$ определяется как (2.163) и согласно (2.152, 2.170)

$$\begin{aligned}K_{\text{ос}} = K_{\text{ос}}(z)I_{0r}^2 = \frac{60 G_t \eta_t}{(z_0 + z_Э + z_1)^2}\exp[-2{,}7\cdot 10^{-7}(\overline{N}_{\text{т}}\nu_Э)/\ f_0^2]\frac{G_r\eta_r\lambda_0^2}{960\pi^2} = \\ = \frac{G_t\eta_t G_r\eta_r\lambda_0^2}{(z_0 + z_Э + z_1)^2 16\pi^2}\exp[-2{,}7\cdot 10^{-3}(\overline{N}_{\text{т}}\nu_Э)/\ f_0^2] = \\ = G_t\eta_t G_r\eta_r W_0^2(z)W_{\text{П}}^2 = K_0^2 W_{\text{П}}^2\end{aligned} \tag{2.172}$$

– коэффициент ослабления мощности передаваемого сигнала (P_t) на входе приемника;

$$W_0^2(z) = [\lambda_0 / 4\pi(z_0 + z_Э + z_1)]^2 = (\lambda_0 / 4\pi z)^2 \tag{2.173}$$

– множитель ослабления сигнала в свободном пространстве на расстоянии $z = z_0 + z_Э + z_1$; $W_{\text{П}}^2$ – множитель ослабления сигнала из-за поглощения в ионосфере (2.144).

Анализ полученного выражения (2.171) для комплексного сигнала на входе приемника (выходе приемной антенны) $\dot{s}_r(t) = \dot{u}_r(t)\dot{I}_{0r}$ показывает, что оно отличается от выражения для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t)$ лишь наличием постоянного множителя функции раскрыва приемной антенны I_{0r} (при условии согласования (см. рис. 2.13) направления максимума диаграммы направленности (ДН) приемной антенны с направлением на ИСЗ). При этом входящий в (2.171) коэффициент ослабления мощности (P_t) передаваемого сигнала $K_{\text{ос}}$ описывается традиционным выражением (2.172), зависящим от множителей ослабления в свободном пространстве $W_0^2(z)$ на расстоянии z и поглощения в ионосфере $W_{\text{П}}^2$.

Следует заметить, что модуль входящего в выражение (2.171) $\dot{s}_r(t) \sim \sqrt{E_t K_{\text{ос}}}\dot{в}_н$ нормированного комплексного коэффициента передачи многолучевого КС на частоте ω_0, описываемого выражениями (2.165, 2.163)

$$\dot{в}_н = \sum_{i=1}^{M}\dot{в}_{iн} = \sum_{i=1}^{M} в_{iн}\exp(-j\Delta\varphi_i) = \frac{1}{K_{\text{ос}}(z)}\sum_{i=1}^{M} в_i \exp(-j\omega_0\Delta\tau_i) \le 1,$$

по своему физическому смыслу соответствует множителю ослабления амплитуды $\sqrt{P_t K_{\text{ос}}}$ принимаемого сигнала из-за его быстрых (точнее – общих) замираний в многолучевом КС (1.115, 2.166):

$$\begin{gathered}|\dot{в}_н| = \left|\sum_{i=1}^{M} в_{iн}\exp(-j\Delta\varphi_i)\right| = \left|K_{\text{ос}}{}^{-1}(z)\sum_{i=1}^{M} в_i\exp(-j\Delta\varphi_i)\right| \equiv \\ \equiv W_{\text{БЗ}}(f_0) = \psi[\Delta\varphi_i(f_0)].\end{gathered} \qquad (2.174)$$

Полученное выше выражение (2.162–2.166) для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t)$ позволяет получить выражение для средней интенсивности $\bar{I}_r(z)$ поля этой волны. В общем виде оно определяется как [41, 89, 92]

$$\bar{I}_r(z) = \langle I(z)\rangle = M\{\dot{u}_r(t)\overset{*}{u}_r(t)\} = M\left\{\left|\dot{u}_r(t)\right|^2\right\}, \qquad (2.175)$$

где $\bar{\text{x}}$, $\langle \text{x}\rangle$ и $M\{\text{x}\}$ – обозначения математического ожидания x, а $\overset{*}{\text{x}}$ – комплексно-сопряженная функция $\dot{\text{x}}$.

Подстановка выражения (2.162) в (2.175) дает

$$\begin{gathered}\bar{I}_r(z) = M\{\sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\dot{в}_н\exp(j\Phi_t)\times \\ \times\exp(j\omega_0 t')\sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\overset{*}{в}_н\exp(-\Phi_t)\exp(-j\omega_0 t')\} = \\ = P_t K_{\text{ос}}(z)M\{\dot{в}_н\overset{*}{в}_н\} = P_t K_{\text{ос}}(z)M\left\{|\dot{в}_н|^2\right\} = P_t K_{\text{ос}}(z)\left\langle|\dot{в}_н|^2\right\rangle = \\ = P_t K_{\text{ос}}(z)(\alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_в^2) = \alpha_{\text{р}}^2 K_{\text{ос}}(z)P_t + 2\sigma_в^2 K_{\text{ос}}(z)P_t = I_{\text{р}}(z) + I_{\text{фл}}(z).\end{gathered} \qquad (2.176)$$

Здесь $I_{\text{р}}(z) \sim \alpha_{\text{р}}^2$ и $I_{\text{фл}}(z) \sim 2\sigma_в^2$ – регулярная и флуктуационная составляющие средней интенсивности $\bar{I}_r(z) = I_{\text{р}}(z) + I_{\text{фл}}(z)$ комплексного

поля с общими замираниями в точке приема при ее трансионосферном распространении, определяемые согласно (2.168) и (2.163, 2.165) как

$$M\left\{\left|\dot{в}_н\right|^2\right\}=\left\langle\left|\dot{в}_н\right|^2\right\rangle=\left\langle\left|\sum_{i=1}^{M}\exp\left[\chi(\rho_i,z)-j\omega_0\Delta\tau_г(\rho_i,z,\omega_0)\right]\right|^2\right\rangle=$$

$$=\left\langle\left|\sum_{i=1}^{M}в_{iн}\exp\left[-j\Delta\varphi_i(f_0)\right]\right|^2\right\rangle= \qquad (2.177)$$

$$=\left\langle\left|\sum_{i=1}^{M}\exp\left[\chi(\rho_i,z)-j80{,}8\pi\Delta N_Т(\rho_i)/cf_0\right]\right|^2\right\rangle=\alpha_р^2+2\sigma_в^2.$$

В частном случае отсутствия флуктуаций фаз $\Delta\varphi_i=\omega\Delta\tau_г(\rho_i,z)=0$ и амплитуд $\chi(\rho_i,z)=0$ в приходящих к приемной антенне лучах значение

$$\left\langle\left|\dot{в}_н\right|^2\right\rangle=\alpha_р^2+2\sigma_в^2=1.$$

В соответствии с общим выражением для определения средней мощности принимаемого сигнала

$$\overline{P}_r(t)=\left\langle P_r(t)\right\rangle=M\left\{\dot{s}_r(t)\overset{*}{s}_r(t)\right\}=M\left\{\left|\dot{s}_r(t)\right|^2\right\} \qquad (2.178)$$

и полученной выше взаимосвязью (2.169) $\dot{s}_r(t)=I_{0r}\dot{u}_r(t)$, а также выражением (2.176) для $\overline{I}_r(z)$ средняя мощность сигнала на входе приемника при его трансионосферном распространении определяется выражением вида

$$\overline{P}_r=I_{0r}^2\overline{I}_r(z)=P_tK_{ос}\left\langle\left|\dot{в}_н\right|^2\right\rangle=\alpha_р^2P_tK_{ос}+2\sigma_в^2P_tK_{ос}=P_р+P_{фл}. \qquad (2.179)$$

Здесь коэффициент ослабления мощности сигнала учитывает согласно (2.172) поглощение в ионосфере

$$K_{ос}=K_{ос}(z)I_{0r}^2=G_t\eta_tG_r\eta_rW_0^2(z)W_П^2=$$

$$=G_t\eta_tG_r\eta_r[\lambda_0/4\pi(z_0+z_Э+z_1)]^2\exp[-2{,}7\cdot10^{-7}(\overline{N}_т\nu_Э)/\ f_0^2],$$

а $P_р\sim\alpha_р^2$ и $P_{фл}\sim2\sigma_в^2$ – регулярная и флуктуационная составляющие средней мощности принимаемого сигнала $\overline{P}_r$, определяемые согласно (2.177) несущей частотой f_0 и флуктуациями ЭК в неоднородностях ионосферы:

$$\left\{\alpha_{\text{р}}^2, 2\sigma_{в}^2\right\} = \psi\left[\Delta N_{\text{Т}}(\rho_i)/\, f_0\right].$$

Однако в рамках теории построения многолучевых каналов получить аналитическую зависимость дисперсии нормированного коэффициента передачи трансионосферного канала (2.177) $\left\langle \left|\dot{в}_{н}\right|^2 \right\rangle = \alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_{в}^2$ от параметров сигнала и неоднородной ионосферы ($\sigma_{\Delta N_{\text{Т}}}$, f_0) не представляется возможным хотя бы потому, что нельзя определить флуктуации уровня $\chi(\rho_i, z)$ амплитуды сигналов в лучах относительно их среднего значения $\sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}$. Чтобы установить искомые зависимости, можно воспользоваться методами статистической радиофизики для описания процесса трансионосферного РРВ в рассматриваемой радиолинии ИСЗ-ЗС и определения средней интенсивности поля принимаемой волны [100].

Можно показать [100], что выражение (2.176) для средней интенсивности комплексной амплитуды поля волны в точке приема ($\dot{U}_r$) при ее трансионосферном распространении методами теории дифракции определятся как

$$\begin{aligned} \bar{I}_r &= \left\langle \left|\dot{U}_r\right|^2 \right\rangle = I_{\text{р}}(z) + I_{\text{фл}}(z) = \\ &= \left|\dot{U}_{r0}\right|^2 \exp(-\sigma_\varphi^2) + \left|\dot{U}_{r0}\right|^2 \left[1 - \exp(-\sigma_\varphi^2)\right] = \left|\dot{U}_{r0}\right|^2. \end{aligned} \qquad (2.180)$$

где $\dot{U}_r$ и $\dot{U}_{r0}$ – комплексная амплитуда поля принимаемой волны при ее распространении через неоднородную и однородную ионосферу; $\sigma_\varphi^2 = \left\langle \Delta\varphi^2(\rho, z_{\text{Э}}) \right\rangle$ – дисперсия флуктуаций фазового фронта волны на выходе (т.е. в плоскости $\rho, z_{\text{Э}}$) неоднородной ионосферы $\Delta\varphi(\rho, z_{\text{Э}})$.

Анализ полученного выражения (2.180) показывает следующее:

1) возрастание дисперсии флуктуаций фазового фронта на выходе неоднородного ионосферного слоя σ_φ^2 приводит к уменьшению регулярной

составляющей интенсивности поля данной волны в точке приема $I_{\text{р}}(z)$ и увеличению ее флуктуационной составляющей $I_{\text{фл}}(z)$;

2) сумма этих составляющих $I_{\text{р}}(z)+I_{\text{фл}}(z)=\bar{I}_r(z)$, равная средней интенсивности поля принимаемой волны $\bar{I}_r(z)$, остается величиной постоянной $\left|\dot{U}_{r0}\right|^2$, не зависящей от σ_φ^2.

Напомним, что флуктуации фазового фронта на выходе неоднородного ионосферного слоя описываются выражением (2.137)

$$\Delta\varphi(\rho, z_{\text{Э}})=\omega_0\Delta\tau_{\text{г}}(\rho)=80{,}8\pi\Delta N_{\text{T}}(\rho)/cf_0$$

и представляют собой гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием $\left\langle\Delta\varphi(\rho, z_{\text{Э}})\right\rangle=0$, т.к. $\left\langle\Delta N_{\text{T}}(\rho)\right\rangle=0$.

Поэтому дисперсия флуктуаций фазового фронта выходной волны определяется с учетом (2.137) как [60]

$$\begin{aligned}\sigma_\varphi^2=\left\langle\Delta\varphi(\rho, z_{\text{Э}})^2\right\rangle=(80{,}8\pi/cf_0)^2\sigma_{\Delta N_{\text{T}}}^2=\\ =\sqrt{\pi}(80{,}8\pi/c)^2 z_{\text{Э}} l_s(\sigma_{\Delta N}/f_0)^2,[\text{рад}^2].\end{aligned}\qquad(2.181)$$

В соответствии с выражением [100] $\dot{U}_{r0}=\sqrt{P_t K_{\text{ос}}(z)}\exp(j\Phi_t)$ для комплексной амплитуды поля принимаемой волны при ее распространении через однородную ионосферу, выражение (2.180) для средней интенсивности поля волны в точке приема при ее распространении через неоднородную ионосферу можно записать в окончательном виде как

$$\bar{I}_r(z)=I_{\text{р}}(z)+I_{\text{фл}}(z)=\exp(-\sigma_\varphi^2)P_t K_{\text{ос}}(z)+[1-\exp(-\sigma_\varphi^2)]P_t K_{\text{ос}}(z),\quad(2.182)$$

где $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N}/f_0 \sim$ определяется согласно (2.181).

Сравнительный анализ полученных выражений для средней интенсивности поля $\bar{I}_r(z)$ принимаемой волны (т.е. на входе приемной антенны) при ее трансионосферном распространении, полученных методами теории многолучевого РРВ (2.176) и теории дифракции (2.182) указывает на их идентичность. Это позволяет установить следующие взаимосвязи

регулярной ($\alpha_{\text{р}}^2$) и флуктуационной ($2\sigma_{в}^2$) составляющих дисперсии нормированного коэффициента передачи ($\left\langle \left|\dot{в}_{н}\right|^2 \right\rangle$) многолучевого трансионосферного КС с дисперсией флуктуаций фазового фронта волны (σ_{φ}^2) на выходе неоднородного ионосферного слоя:

$$\alpha_{\text{р}}^2 = \exp(-\sigma_{\varphi}^2);\ \ 2\sigma_{в}^2 = 1 - \exp(-\sigma_{\varphi}^2). \qquad (2.183)$$

Достоверность полученных выражений (2.183) подтверждается тем, что для них будет справедливо известное [80] равенство (2.168)

$$\left\langle \left|\dot{в}_{н}\right|^2 \right\rangle = \alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_{в}^2 = \exp(-\sigma_{\varphi}^2) + \left[1 - \exp(-\sigma_{\varphi}^2)\right] = 1. \qquad (2.184)$$

В соответствии с установленными взаимосвязями (2.174, 2.183, 2.184) выражение (2.179) для средней мощности принимаемого сигнала (т.е. на входе ПРМ) при трансионосферном РРВ можно записать в искомом (1.128, 2.10б) виде:

$$\begin{aligned} \overline{P}_r = P_t K_{\text{ос}} < \left|\dot{в}_{н}\right|^2 >= P_t K_{\text{ос}} W_{\text{БЗ}}^2 = \alpha_{\text{р}}^2 P_t K_{\text{ос}} + 2\sigma_{в}^2 P_t K_{\text{ос}} = P_{\text{р}} + P_{\text{фл}} = \\ = \exp(-\sigma_{\varphi}^2) P_t K_{\text{ос}} + [1 - \exp(-\sigma_{\varphi}^2)] P_t K_{\text{ос}} = P_t K_{\text{ос}}. \end{aligned} \qquad (2.185)$$

Здесь коэффициент ослабления мощности сигнала $K_{\text{ос}} \sim W_{\text{П}}^2$ учитывает поглощение волны в ионосфере согласно выражению (2.172)

$$\begin{aligned} K_{\text{ос}} = G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2(z) W_{\text{П}}^2 = \\ = G_t \eta_t G_r \eta_r \left[c/4\pi f_0 (z_0 + z_{\text{Э}} + z_1)\right]^2 \times \exp\left[-2{,}7 \cdot 10^{-7} (N_{\text{Т}} \nu_{\text{Э}}) / f_0^2\right], \end{aligned}$$

а величина дисперсии флуктуаций фазового фронта волны σ_{φ}^2 на выходе неоднородного ионосферного слоя определяет регулярную и флуктуационную составляющие замираний принимаемого сигнала (2.183):

$$\alpha_{\text{р}}^2 = \exp(-\sigma_{\varphi}^2);\ \ 2\sigma_{в}^2 = 1 - \exp(-\sigma_{\varphi}^2)$$

согласно выражению (2.181)

$$\sigma_{\varphi}^2 = (80{,}8\pi / c f_0)^2 \sigma_{\Delta N_{\text{Т}}}^2 = \sqrt{\pi} (80{,}8\pi / c)^2 z_{\text{Э}} l_s (\sigma_{\Delta N} / f_0)^2.$$

В общем случае трансионосферного РРВ не вертикально вниз (когда $\alpha_{\text{Т}} = 90^{\circ}$, $\text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}} = 1$), а под углом $\alpha_{\text{Т}} \le 90^{\circ}$ приведенные выше выражения (2.172) и (2.181) остаются справедливыми при замене вертикальных путей z_i на наклонные (2.83, 2.84) $z_i' = z_i\ \text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}} \ge z_i$. Поэтому выражение (2.172) для $K_{\text{ос}}$ в общем случае $\alpha_{\text{Т}} \ge 0$ будет иметь вид

$$\begin{gathered} K_{\text{ос}} = G_t \eta_t G_r W_0^2(z') W_{\text{П}}^2 = K_0^2 W_{\text{П}}^2 = \\ = G_t \eta_t G_r n_r \left[c/4\pi f_0 (z_0 + z_{\text{Э}} + z_1) \text{cosec}\,\alpha_{\text{Т}} \right]^2 \times \\ \times \exp\left[-2{,}7 \cdot 10^{-7} (\overline{N}_{\text{Т}} \text{cosec}\,\alpha_{\text{Т}}) \nu_{\text{Э}} \Big/ f_0^2 \right], \end{gathered} \tag{2.186}$$

а выражение (2.181) при $\alpha_{\text{Т}} \le 90^{\circ}$ принимает вид

$$\sigma_{\varphi}^2 = \sqrt{\pi}\,(80{,}8\pi/c)^2 l_s z_{\text{Э}} \text{cosec}\,\alpha_{\text{Т}} (\sigma_{\Delta N} / f_0)^2, \text{рад}^2. \tag{2.187}$$

Следует заметить, что входящий в выражение (2.179) для средней мощности принимаемого сигнала $\overline{P}_r = P_t K_{\text{ос}} \left\langle \left| \dot{в}_н \right|^2 \right\rangle$ квадрат нормированного коэффициента передачи $\left| \dot{в}_н \right|^2$ многолучевого КС по своему физическому смыслу соответствует согласно (2.166, 2.174) множителю ослабления мощности принимаемого сигнала ($P_t K_{\text{ос}}$) из-за быстрых (точнее – общих) замираний в многолучевом КС (1.115)

$$\begin{gathered} \left| \dot{в}_н \right|^2 \equiv W_{\text{БЗ}}^2(f_0) = \psi\left[\Delta\varphi_i(f_0) \right] = \left| \sum_{i=1}^{M} в_{iн} \exp[-j\Delta\varphi_{i(f_0)}] \right|^2 = \\ = \left| K_{\text{ос}}{}^{-1} \sum_{i=1}^{M} в_i \exp[-\Delta\varphi_{i(f_0)}] \right|^2. \end{gathered} \tag{2.188}$$

Поэтому его среднее значение соответствует дисперсии множителя ослабления мощности сигнала из-за быстрых замираний, определяемой с учетом (1.130, 2.168, 2.174, 2.184) как

$$\begin{gathered} \left\langle \left| \dot{в}_н \right| \right\rangle^2 \equiv \left\langle W_{\text{БЗ}}^2(f_0) \right\rangle = W_{\text{р}}^2(f_0) + \left\langle W_{\text{фл}}^2(f_0) \right\rangle = \alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_в^2 = \\ = \exp(-\sigma_{\varphi}^2) + [1 - \exp(-\sigma_{\varphi}^2)], \end{gathered} \tag{2.189}$$

где флуктуации фаз приходящих лучей $\Delta\varphi_i(f_0)$ определяются СКО фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (2.187) $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N} / f_0$.

Достоверность полученного выражения (2.185) для средней мощности принимаемого сигнала $\overline{P}_r = P_t K_{\text{ос}} < |\dot{в}_н|^2 >$ в трансионосферном КС с поглощением и многолучевостью (быстрые замирания) подтверждается тем, что в частом случае очень малых флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы ($\sigma_{\Delta N} = \overline{N}_m \beta_u \to 0$) или выбора повышенной несущей частоты f_0, когда СКО флуктуаций фазового фронта выходной волны (2.187) пренебрежимо мало $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N} / f_0 \to 0$, согласно (2.183, 2.189) будем иметь:

$$\alpha_{\text{р}}^2 = \exp(-\sigma_\varphi^2) \to 1; \;\; 2\sigma_в^2 = 1 - \exp(-\sigma_\varphi^2) \to 0;$$

$$< |\dot{в}_н|^2 > = \alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_в^2 \equiv < W_{\text{БЗ}}^2(f_0) > \to 1$$

и выражение (2.185) сводится к виду (2.87) $P_r = P_t K_{\text{ос}}$ для мощности принимаемого сигнала в трансионосферном КС с учетом только поглощения в ионосфере (2.76, 2.172) $K_{\text{ос}} = K_0^2 W_{\text{П}}^2$.

Таким образом, математическая модель трансионосферного КС с учетом поглощения и многолучевости полностью описывается выражениями (2.163, 2.171–2.173) и (2.185–2.189) для комплексного сигнала $\dot{s}_r$ на входе ПРМ и его средней мощности $\overline{P}_r$.

С учетом (2.186–2.189) можно сделать вывод, что искомое (1.128) выражение для определения мощности принимаемого сигнала $\overline{P}_r$ трансионосферного КС в зависимости от выбора его несущей частоты (f_0) с учетом потерь на поглощение $W_{\text{П}}^2(f_0)$ и замирания $W_{\text{БЗ}}^2(f_0)$ получено в виде (2.185–2.189). При этом входящие в (2.185) множители ослабления волны из-за ее поглощения в ионосфере (2.186) $W_{\text{П}}^2 \sim \nu_{\text{Э}} (\overline{N}_{\text{Т}} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}}) / f_0^2$ и замираний (2.183, 2.187, 2.189) $W_{\text{БЗ}}^2 = в_н^2 = \psi[\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N} \sqrt{\operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}}} / f_0]$ зависят от несущей

частоты (f_0) и параметров неоднородной ионосферы ($\overline{N}_{\mathrm{T}}, \sigma_{\Delta N}, \nu_{\mathrm{Э}}, z_{\mathrm{Э}}\ \mathrm{cosec}\alpha_{\mathrm{T}}$).

2.5 Выводы

1. Известное выражение для оценки потерь передачи на поглощение в ионосфере (1.113) $L_{\mathrm{П(дБ)}} = 2{,}5 \cdot 10^{15} \big/ f_0^2$ имеет низкую расчетную точность, а общее выражение (2.14) $L_{\mathrm{П(дБ)}} \sim \sec\beta_{\mathrm{T}} \int N(h)\, \nu_{\mathrm{Э}}(h)\, dh \big/ f_0^2$ затруднительно применять для расчетов, т.к. интегральное произведение ЭК на ЭЧСЭ ($\int N(h)\, \nu_{\mathrm{Э}}(h)\, dh$) оценивается численными методами.

2. Если ввести допущения о постоянстве ЭК на высотах слоев D и E (т.е. $N(h_{\mathrm{D}}) = N_{\mathrm{D}}$ и $N(h_{\mathrm{E}}) = N_{\mathrm{E}}$) и ЭЧСЭ на высотах слоя F (т.е. $\nu_{\mathrm{Э}}(h_{\mathrm{F}}) = \nu_{\mathrm{ЭF}}$), то модель высотного распределения ЭК $N(h)$ и ЭЧСЭ $\nu_{\mathrm{Э}}(h)$ в ионосфере (рис. 2.1) представляются в упрощенном виде рис. 2.3, а интегральное произведение записывается в виде аналитического выражения (2.24) из трех слагаемых, соответствующих слоям D, E и F ионосферы.

3. Обоснованно, что интегральное произведение ЭК на ЭЧСЭ во всей ионосфере можно выразить как произведение (2.37–2.40) $N_{\mathrm{TF}} \cdot \nu_{\mathrm{ЭF}_{(\delta)}}$ интегральной ЭК ее слоя F ($N_{\mathrm{TF}} = N_m \cdot h_{\mathrm{ЭF}}$) на увеличенное (в $\delta\nu_{\mathrm{ЭF}}$ раз) значение ЭЧСЭ в этом слое ($\nu_{\mathrm{ЭF}_{(\delta)}} = \nu_{\mathrm{ЭF}} \cdot \delta\nu_{\mathrm{ЭF}}$).

4. Разработана соответствующая (2.37–2.40) математическая модель ионосферы в виде (рис. 2.6) толстого ($h_{\mathrm{ЭF}} \approx 255$ км) однородного слоя F с интегральной ЭК, равной $N_{\mathrm{TF}} = h_{\mathrm{ЭF}} \cdot N_m \approx 5 \cdot 10^{17}$ эл/м^2, и расположенного на его нижней границе бесконечно тонкого слоя, где происходят соударения электронов с эффективной частотой, равной $\nu_{\mathrm{ЭF}_{(\delta)}} \approx 2{,}78 \cdot 10^3$ с$^{-1}$.

5. Данная модель ионосферы позволяет получить искомую зависимость (1.124) $W_{\text{П}}^2 = \psi(f_0, N, \nu_{\text{Э}}, \alpha_{\text{Т}})$, в более простом по сравнению с (2.25) виде (2.41) $L_{\text{П}} = -W_{\text{П}}^2 \sim N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}} \Big/ f_0^2$.

6. Проведенный анализ процесса РРВ на трассе «ИСЗ-Земля» через ионосферу (рис. 2.7), описываемую моделью рис. 2.6, позволил получить аналитические выражения для комплексного поля волны на входе (2.47) $\dot{u}(t, z_0)$ и выходе (2.51) $\dot{u}(t, z_{\text{Э}})$ ионосферы толщиной $z_{\text{Э}} \equiv h_{\text{ЭF}}$. Последнее выражение учитывает коэффициент ослабления мощности волны (2.52) $K_{\text{ос}}(z_{\text{Э}}) \sim W_{\text{П}}^2$, зависящей от множителя поглощения волны в ионосфере (2.41, 2.54) $W_{\text{П}}^2 \sim N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}} \Big/ f_0^2$.

7. На базе выражения (2.51) для $\dot{u}(t, z_{\text{Э}})$ и учета влияния свободного пространства и ионосферным слоем получено выражение (2.68) для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}(t, z) = \dot{u}_r(t) \sim K_{\text{ос}}(z) \sim W_{\text{П}}^2$ и выражение (2.75) для комплексного сигнала на входе ПРМ $\dot{s}_r(t) \sim K_{\text{ос}}$, зависящее от коэффициента его ослабления (2.76) $K_{\text{ос}} = K_0^2 W_{\text{П}}^2$.

8. С использованием выражения (2.75) для $\dot{s}_r(t)$ получено искомое (1.127) выражение (2.81, 2.87) для мощности принимаемого сигнала $P_r = P_t K_{\text{ос}}$, где $K_{\text{ос}} = K_0^2 W_{\text{П}}^2$ определится множителем поглощения волны в ионосфере (2.41, 2.82) $W_{\text{П}}^2 \sim N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}} \Big/ f_0^2$.

9. Основу для разработки математической модели ионосферы, позволяющей учесть одновременно поглощение и многолучевость, составляет приведенная на рис. 2.3 модель распределения по высоте ЭЧСЭ $\nu_{\text{Э}}(h)$ и ЭК $N(h)$. Чтобы учесть в ней многолучевость при РРВ, необходимо заменить высотное распределение $N(h)$ на пространственное (3.4) $N(\rho, h) = \overline{N}(h) + \Delta N(\rho, h)$, которое описывает флуктуации ЭК $\Delta N(\rho, h)$ в

неоднородностях ионосферы относительно их среднего $\overline{N}(h)$ значения (рис. 2.8).

10. Математическая модель распределения ЭК и ЭЧСЭ по пространству (ρ, h) в неоднородной поглощающей ионосфере можно представить в виде совокупности (рис. 2.12):

– однородного по высоте слоя F с толщиной $h_{\text{ЭF}} \equiv h_{\text{Э}}$ и средней интегральной ЭК, равной $\overline{N}_{\text{TF}} = h_{\text{Э}} \overline{N}_m$;

– расположенного на нижней границе слоя F ионосферы тонкого слоя неоднородностей, который описывается нулевым среднем значением флуктуаций интегральной ЭК слоя F ионосферы $\langle \Delta N_{\text{TF}}(\rho) \rangle = 0$ и ее дисперсией (2.124) $\sigma^2_{\Delta N_{\text{TF}}} = \sqrt{\pi} h_{\text{Э}} l_s (\beta_u \overline{N}_m)^2$;

– расположенного на нижней границе слоя F тонкого слоя, где происходят лишь столкновения электронов с частотой $\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$.

11. Проведенный анализ процесса РРВ на трассе ИСЗ-Земля через неоднородную поглощающую ионосферу (рис. 2.13), описываемую моделью рис. 2.12, позволил получить выражение (2.145–2.148) для комплексного поля волны на выходе ионосферного слоя $\dot{u}(t, \rho, z_{\text{Э}})$, учитывающее искажения в пространстве амплитудного $\chi(\rho, z_{\text{Э}})$ и фазового $\Delta\varphi(\rho, z_{\text{Э}})$ фронта волны и ее ослабление из-за поглощения $K_{\text{ос}}(z_{\text{Э}}) \sim W_{\text{П}}^2 \sim \overline{N}_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} / f_0^2$.

12. На основе (2.145) получены аналитические выражения для комплексного поля одиночного i-го луча в точке размещения приемной антенны (2.160) $\dot{u}_{ir}(t) = \dot{u}(t, \rho_i, z)$ и поля множества ($i = 1...M$) приходящих лучей на вход этой антенны (2.162 – 2.165) $\dot{u}_r(t) = \sum_{i=1}^{M} \dot{u}_{ir}(t) \sim \sqrt{P_t}\,\dot{в}$.

13. Поле принимаемой волны $\dot{u}_r(t)$ определяется комплексным коэффициентом передачи (2.164, 2.165) $\dot{в} = \sqrt{K_{\text{ос}}(z)}\,\dot{в}_н$, представляющего собой произведение коэффициента ослабления амплитуды волны вследствие

ее поглощения (одновременно всех лучей) в ионосфере (2.152) $\sqrt{K_{\text{ос}}(z)} \sim W_{\text{П}}$ и нормированного коэффициента передачи канала (2.163) $\dot{в}_н = \sum_{i=1}^{M} \exp(\chi_i - \Delta\varphi_i)$, зависящего от тонкой структуры лучей (их нормированных амплитуд χ_i и фазовых сдвигов $\Delta\varphi_i = \omega_0 \Delta\tau_i$);

14. Показано (2.166, 2.174), что модуль нормированного коэффициента передачи трансионосферного многолучевого КС, зависящий от флуктуаций относительных фазовых сдвигов лучей $в_н = \psi[\Delta\varphi_i \sim \Delta N_{\text{Т}}(\rho_i)/f_0]$,по своему физическому смыслу соответствует множителю ослабления амплитуды сигнала в КС из-за быстрых замираний: $в_н \equiv W_{\text{БЗ}}(f_0)$;

15. На основе (2.162) получено выражение для описания средней интенсивности поля волны на входе приемной антенны при многолучевом РРВ через неоднородную ионосферу (2.176) $\bar{I}_r = P_t K_{\text{ос}}(z) \left\langle |\dot{в}_н|^2 \right\rangle$, где дисперсия модуля нормированного коэффициента передачи КС описывается в виде суммы ее регулярной и флуктуационной составляющих (2.177) $\left\langle |\dot{в}_н|^2 \right\rangle = \alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_в^2$. При этом зависимость последних от флуктуаций фазовых сдвигов лучей ($\Delta\varphi_i$) не устанавливается.

16. Указанная зависимость установлена на основе анализа тождественности (2.176) с выражением (2.182) для средней интенсивности $\bar{I}_r$ поля принимаемой волны, полученным методами теории дифракции, в виде (2.183, 2.189) $\alpha_{\text{р}}^2 = \exp(-\sigma_\varphi^2)$, $2\sigma_в^2 = 1 - \exp(-\sigma_\varphi^2)$. Здесь σ_φ – СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (2.187) $\sigma_\varphi \sim (\sigma_{\Delta N} / f_0)\sqrt{\text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}}}$.

17. На базе выражений (2.162) и (2.182) для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}_r(t)$ и ее средней интенсивности $\bar{I}_r$ получены выражения (2.171–2.173) для комплексного сигнала на входе ПРМ

$\dot{s}_r(t) \sim \dot{u}_r(t) \sim \dot{\varepsilon}$ и его средней мощности (2.185) $\overline{P}_r = P_t K_{\text{ос}} W_{\text{БЗ}}^2$. Последняя зависит от коэффициента ослабления мощности сигнала на входе ПРМ (2.186) $K_{\text{ос}} = K_0^2 W_{\text{П}}^2$ при РРВ в свободном пространстве K_0^2 и поглощения в ионосфере $W_{\text{П}}^2 \sim \overline{N}_{\text{T}} \nu_{\text{Э}}$ cosec $\alpha_{\text{T}} / f_0^2$, а также от множителя ослабления мощности сигнала из-за быстрых замираний ($W_{\text{БЗ}}^2$), зависящего согласно (2.189) от дисперсии флуктуаций фазового фронта выходной волны $\sigma_\varphi^2 \sim \sigma_{\Delta N}^2 \text{cosec } \alpha_{\text{T}} \big/ f_0^2$.

Полученные аналитические выражения (2.171–2.173) и (2.185–2.187) для $s_r(t)$ и $\overline{P}_r$ полностью описывают математическую модель трансионосферного КС с учетом поглощения и многолучевого РРВ и устанавливают искомую зависимость (1.128) $P_r = \psi(f_0, \overline{N}, \Delta N, \nu_{\text{Э}}, \alpha_{\text{T}})$ мощности принимаемого сигнала от выбора пониженной несущей частоты f_0 и параметров ионосферы ($\overline{N}_{\text{T}} \equiv \overline{N}_{\text{TF}} = \overline{N}_m h_{\text{ЭF}}$, $\nu_{\text{Э}} \equiv \nu_{\text{ЭF}(\delta)}$, $\sigma_{\Delta N} = \beta_u \overline{N}_m$, α_{T}).

3. МЕТОДИКИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ССС НА ПОНИЖЕННЫХ ЧАСТОТАХ

Согласно п. 1.2. для оценки энергетической скрытности ССС на пониженных частотах необходимо определить отношение (1.42, 1.88) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}}$ допустимого энергетического отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ ($h^2_{\text{доп р}}$) к фактическому отношению ($h^2_{\text{р}}$). При этом согласно п. 1.3. при использовании в ПРМ ССС пониженных частот $f_0 = 30...100$ МГц и пространственно-разнесенного НК приема сигналов на несколько ($n = 4$) антенн для достижения допустимой $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ потребуется (1.184, 1.122) $h^2_{\text{доп } n} \approx 16$ дБ. Тогда при близком к ПРМ ССС размещении ПРМ РПХ (рис. 1.4) фактическое отношение С/Ш на входе последнего будет равно $h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп } n} \approx 16$ дБ. Если в ПРМ РПХ используется обычная схема НК приема сигналов на одну антенну ($n = 1$), то для достижения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ потребуется обеспечить $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп БЗ}} \approx 50$дБ.

Поэтому в системах спутниковой связи на пониженных частотах возможно достижение очень высокой энергетической скрытности (1.88) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп БЗ}} \big/ h^2_{\text{доп } n} = 50 - 16 = 34$ дБ.

Однако реальная энергетическая скрытность рассматриваемых ССС будет ниже ($\gamma_{\text{ЭС}} < 34$ дБ), если в трансионосферном КС возникают быстрые замирания не рэлеевского, а райсовского типа (когда $h^2_{\text{доп БЗ}} < 50$ дБ при $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$) и наблюдается пространственная корреляция быстрых замираний в разнесенных антеннах (когда $h^2_{\text{доп } n} > 16$ дБ).

Для получения уточненных оценок энергетической скрытности ССС ($\gamma = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}}$) на пониженных частотах f_0 необходимо знать зависимости:

1) допустимого отношения С/Ш от величины $P_{\text{ош доп}}$ и выбора пониженной несущей частоты ($f_0 = 30...100$ МГц), определяющей множитель ослабления волны из-за быстрых замираний (1.125)

$$h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп р}} = \psi\ [P_{\text{ош доп}},\ W^2_{\text{БЗ}}(f_0)]\ ;$$

2) допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ с использованием пространственно-разнесенного приема на n антенн от $P_{\text{ош доп}}$, $W^2_{\text{БЗ}}(f_0)$, n и разноса антенн $\Delta\rho$ (1.126)

$$h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{р}} = \psi\ [P_{\text{ош доп}},\ W^2_{\text{БЗ}}(f_0),\ n,\ \Delta\rho]\ .$$

Однако для получения искомых зависимостей (1.125) и (1.126) необходимо разработать методики: 1) прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах (f_0) с учетом одновременного проявления поглощения и многолучевого РРВ через ионосферу, позволяющей установить зависимость (1.129)

$$P_{\text{ош}} = \psi\ [h^2 = h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0),\ \gamma^2_{\text{БЗ}}(f_0)]\ ,$$

где согласно (1.30)

$$\gamma^2_{\text{БЗ}}(f_0) = W^2_{\text{р}}(f_0) \big/ W^2_{\text{фл}}(f_0)\ ,$$

2) прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах (f_0) с учетом одновременного поглощения и быстрых замираний при использовании пространственно-разнесенного приема на несколько ($n \geq 4$) антенн, позволяющей получить зависимость (1.131)

$$P_{\text{ош}} = \psi\ [h^2 = h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0),\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)]\ .$$

В п. 2.4 установлено, что дисперсия множителя ослабления мощности принимаемого сигнала $< W^2_{\text{БЗ}}(f_0) >$ соответствует дисперсии нормированного коэффициента передачи трансионосферного многолучевого КС (2.189)

$$< в^2_{\text{н}} > \equiv < W^2_{\text{БЗ}}(f_0) > = W^2_{\text{р}}(f_0) + W^2_{\text{фл}}(f_0) \equiv \alpha^2_{\text{р}} + 2\sigma^2_{в} =$$
$$= \exp(-\sigma^2_{\varphi}) + [1 - \exp(-\sigma^2_{\varphi})] = 1.$$

Причем их регулярная и флуктуационная составляющие:

$$W_{\text{р}}^2(f_0) \equiv \alpha_{\text{р}}^2 = \exp(-\sigma_\varphi^2)\ ;\ <W_{\text{фл}}^2(f_0)> \equiv 2\sigma_в^2 = 1-\exp(-\sigma_\varphi^2)$$

зависят только от дисперсии флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (2.187)

$$\sigma_\varphi^2 = \sqrt{\pi}(80{,}8\pi/c) l_s z_{\text{Э}}\ \text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}}(\sigma_{\Delta N}/f_0)^2.$$

Эти выражения дают возможность определить зависимость (1.30)

$$\gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0) = \psi[W_{\text{БЗ}}^2(f_0)] = \psi[\sigma_\varphi^2(f_0)] = \psi(\sigma_{\Delta N}/f_0)$$

и на ее основе из (1.129) найти искомую зависимость (1.125) в виде

$$h_{\text{доп БЗ}}^2 = \psi\ [P_{\text{ош доп}},\ \gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0)]\ . \qquad (1.125\text{а})$$

Если установить зависимость (1.33) интервала пространственной корреляции быстрых замираний от величины σ_φ^2

$$\Delta\rho_к(f_0) = \psi[W_{\text{БЗ}}^2(f_0)] = \psi[\sigma_\varphi^2(f_0)]\ ,$$

то на ее основе и известного выражения (1.132) $R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho) = \exp(-\Delta\rho^2/\Delta\rho_к^2)$ из (1.31) можно найти искомую зависимость (1.126) в виде

$$h_{\text{доп}\,n}^2 = \psi\ [P_{\text{ош доп}},\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)]\ . \qquad (1.126\text{а})$$

Отсюда следует, что основными этапами разработки методики прогнозирования энергетической скрытности ССС на пониженных частотах должны быть:

1) получение зависимости (1.129)

$$P_{\text{ош}} = \psi\ [h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2,\ \gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0)]\ ,$$

на основе которой определяется (1.125а)

$$h_{\text{доп БЗ}}^2 = h_{\text{доп р}}^2 = \psi\ [P_{\text{ош доп}},\ \gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0)]\ ;$$

2) получение зависимости (1.131)

$$P_{\text{ош}} = \psi\ [h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)]\ ,$$

на основе которой определяется (1.126а)

$$h_{\text{доп}\,n}^2 = h_{\text{р}}^2 = \psi\ [P_{\text{ош доп}},\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)]\ ;$$

3) определение искомой зависимости (1.134)

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = \psi\ [P_{\text{ош доп}},\ n,\ R_{\text{БЗ}},\ f_0]\ .$$

3.1. Методика прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах с учетом поглощения и многолучевого РРВ через ионосферу

Для получения искомых зависимостей (1.129, 1.125) напомним, что в соответствии с выражениями (1.111, 1.112) общая формула для оценки энергетического отношения С/Ш на входе ПРМ ССС (1.100) при учете только ослабления мощности сигнала из-за поглощения в ионосфере ($W^2_{\text{Т}} = W^2_{\text{П}}$) сводится к виду:

$$h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r T_s}{N_0} = \frac{P_{r0} T_s}{N_0} \cdot W^2_{\text{П}} = \frac{E_{r0}}{N_0} \cdot W^2_{\text{П}} = h_0^2 W^2_{\text{П}}. \qquad (3.1)$$

Отметим, что разработанную модель трансионосферного КС с учетом поглощения волны (п.2.2) можно отнести к классу моделей КС с постоянными параметрами принимаемых сигналов или моделей КС со случайной начальной фазой. В таких КС для передачи широко используются ортогональные сигналы (например, частотной телеграфии), а для приема – оптимальные некогерентные (НК) схемы их обработки [47–49, 119]. В этом случае функциональная зависимость ψ между $P_{\text{ош}}$ и h^2 будет иметь экспоненциальный вид (1.79):

$$P_{\text{ош}} = 0{,}5 \exp\ (-0{,}5\ h^2) = 0{,}5 \exp\ (-0{,}5\ h_0^2 W^2_{\text{П}})\ . \qquad (3.2)$$

В соответствии с (4.2) достижение $P_{\text{ош}} \le P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ в ССС обеспечивается при отношении С/Ш не меньше допустимого значения ($h^2_{\text{доп}}$), определяемого как (1.80)

$$h^2 \ge h^2_{\text{доп}} = -2 \ln\ (2 P_{\text{ош доп}}) \approx 21{,}6 \quad (\text{т.е. } 13{,}3 \text{ дБ})\ , \qquad (3.3)$$

где

$$h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2 = h_0^2 / L_{\text{П}}. \qquad (3.4)$$

Значения множителя ослабления мощности волны из-за поглощения в ионосфере (или просто множителя поглощения волны) $W_{\text{П}}^2 = L_{\text{П}}^{-1}$ рассчитываются согласно полученному выражению (2.41, 2.82)

$$\begin{aligned} W_{\text{П}}^2 = L_{\text{П}}^{-1} &= \exp\,[-2,7\cdot 10^{-7} N_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec}\,\alpha_{\text{T}} / f_0^2\,] = \\ &= \exp\,[-2,7\cdot 10^{-7} N_m z'_{\text{Э}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} / f_0^2\,] \le 1, \end{aligned} \qquad (3.5\text{а})$$

или (2.105, 2.144)

$$\begin{aligned} W_{\text{П}}^2 &= \exp\,[-2,7\cdot 10^{-7} \overline{N}_{\text{T}} \nu_{\text{Э}} \operatorname{cosec}\,\alpha_{\text{T}} / f_0^2\,] = \\ &= \exp\,[-2,7\cdot 10^{-7} \overline{N}_m z'_{\text{Э}} \nu_{\text{Э}} / f_0^2\,] \le 1 \end{aligned} \qquad (3.5\text{б})$$

и для различных значений углов РРВ $\alpha_{\text{T}} = 90^\circ ... 5^\circ$ и пониженных частот $f_0 = 30...100$ МГц, представлены на рис. 2.4 и в табл.2.2.

Для выполнения условия (3.3) при уменьшении отношения $h^2 \approx h_0^2 W_{\text{П}}^2$ вследствие роста поглощения волны в ионосфере (см. табл.2.2) необходимо добавить к $h_0^2 = P_t T_s G_t G_r W_0^2 / N_0 \ge h_{\text{доп}}^2 = 13,3$ дБ энергетический запас, компенсирующий $W_{\text{П}}^2$. Например, для ССС, использующих геостационарный спутник ($\alpha_{\text{T}} = 25^\circ$) и частоту $f_0 \ge 30$ МГц (при которых $W_{\text{П}}^2 \le -4,32$ дБ), необходимо реализовать отношение С/Ш на входе ПРМ $h_0^2 \ge 13,3 + 4,32 \approx 18$ дБ, что обеспечит $h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2 \ge h_{\text{доп}}^2 = 13,3$ дБ.

Теперь проанализируем влияние на $P_{\text{ош}}$ в ССС одновременно поглощения и многолучевости при трансионосферном РРВ, вызывающем быстрые замирания принимаемых сигналов [100, 125 – 127, 129].

Согласно результатам п. 1.3 быстрые замирания (или мерцания) сигналов при РРВ через среднеширотную ионосферу отсутствуют на частотах $f_0 > 0,5$ ГГц и регулярно наблюдаются на частотах $f_0 = 30...100$ МГц.

Для разработанной в п. 2.4 модели трансионосферного КС с учетом поглощения и многолучевого РРВ в соответствии с (1.82а) и (3.1) отношение

$\overline{h^2} = \overline{E}_r / N_0$ средней энергии принимаемого сигнала ($\overline{E}_r$) к спектральной плотности мощности шума (N_0) будет таким же, как в КС с поглощением (h^2)

$$\overline{h^2} = \frac{\overline{E}_r}{N_0} = h^2 = \frac{E_r}{N_0} = \frac{P_r T_s}{N_0} = \frac{P_{r0} T_s}{N_0} \cdot W_{\text{П}}^2 = \frac{E_{r0}}{N_0} \cdot W_{\text{П}}^2 = h_0^2 \cdot W_{\text{П}}^2. \qquad (3.6)$$

Отметим, что разработанная в п. 2.4 модель трансионосферного КС с учетом поглощения и многолучевого РРВ относится к классу моделей КС со случайной начальной фазой и амплитудой (т.е. с общими быстрыми замираниями), распределенной по райсовскому закону распределения вероятностей. При передаче по такому КС ортогональных сигналов и их НК приеме функциональная зависимость ψ между $P_{\text{ош}}$ и $\overline{h^2} = h^2$ будет иметь отличный от экспоненциального (3.2) вид [47 – 49, 80, 90, 119]

$$P_{\text{ош}} = \frac{\gamma^2 + 1}{\overline{h^2} + 2(\gamma^2 + 1)} \exp\left[-\frac{\gamma^2 \overline{h^2}}{\overline{h^2} + 2(\gamma^2 + 1)} \right], \qquad (3.7)$$

где $\overline{h^2} = \overline{E}_r / N_0 = h^2$ – среднее энергетическое отношение С/Ш на входе ПРМ, равное соответствующему отношению $h^2 = E_r / N_0 \approx h_0^2 W_{\text{П}}^2$ при отсутствии замираний (3.6); $\gamma^2 = \alpha_{\text{р}}^2 / 2\sigma_в^2$ – отношение мощности регулярной ($\alpha_{\text{р}}^2$) к мощности флуктуационной ($2\sigma_в^2$) составляющей замираний ($0 \le \gamma^2 \le \infty$).

Параметр γ^2 при трансионосферном РРВ в ССС определяется с учетом зависимостей (2.183, 2.189) как

$$\begin{aligned} \gamma^2 \equiv \gamma_{\text{БЗ}}^2 = \alpha_{\text{р}}^2 \big/ 2\sigma_в^2 = W_{\text{р}}^2 \big/ < W_{\text{фл}}^2 > = \\ = \exp(-\sigma_\varphi^2) \big/ [1 - \exp(-\sigma_\varphi^2)] = 1 \big/ [\exp(\sigma_\varphi^2) - 1] \ , \end{aligned} \qquad (3.8)$$

где σ_φ^2 – дисперсия флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы. Среднеквадратическое отклонение (СКО) этих флуктуаций описывается согласно (2.187) выражением вида

$$\begin{aligned} \sigma_\varphi \approx \sqrt[4]{\pi} \ (80{,}8 \ \pi / c) \sqrt{l_s z_{\text{Э}} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}}} (\sigma_{\Delta N} \ / \ f_0) \approx \\ \approx 1{,}6 \cdot 10^{-2} \sqrt{\operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}}} (\beta_u \bar{N}_m \ / \ f_0) \ , \text{рад} \ , \end{aligned} \qquad (3.9)$$

где l_s – характерный размер ионосферных неоднородностей ($3{,}9\cdot10^2$ м); $z_Э$ – эквивалентная толщина однородного ионосферного слоя ($2{,}55\cdot10^5$ м) со средней ЭК, равной ее максимальному значению $\bar{N}(h_m)=\bar{N}_m$ (эл/м^3); $\sigma_{\Delta N}=\beta_u\bar{N}_m$ – СКО флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы (эл/м^3); β_u – интенсивность ионосферных неоднородностей; f_0 – несущая частота (Гц).

Анализ выражений (3.7–3.9) показывает следующее. В случае выбора высоких несущих частот f_0, обеспечивающих отсутствие флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\varphi=0$), значение $\gamma^2=\alpha_р^2/2\sigma_в^2=\infty$ (как при отсутствии флуктуационной составляющей замираний $2\sigma_в^2=0$) и выражение (3.7) сводится к виду (3.2): $P_{ош}=0{,}5\ \exp\ (-h^2/2)$. В случае выбора низких частот f_0, когда $\sigma_\varphi>>1$ рад, значение $\gamma^2=\alpha_р^2/2\sigma_в^2=0$ (как при отсутствии регулярной составляющей $\alpha_р^2=0$) и (3.7) сводится к известному (1.81) виду $P_{ош}=1/(\overline{h^2}+2)$, характерному для быстрых зимираний рэлеевского типа.

На основании данного анализа можно сделать вывод о том, что влияние поглощения при трансионосферном РРВ на величину $P_{ош}$ (3.2) в ССС при снижении несущей частоты f_0 до 100...30 МГц сводится к уменьшению энергетического отношения С/Ш на входе ПРМ ССС, определяемого согласно (3.1) повышенным поглощением волны в ионосфере: $h^2=h_0^2W_П^2$. Влияние многолучевости при трансионосферном РРВ и замираний принимаемого сигнала приводит к изменению вида самой функциональной зависимости (Ψ) между $P_{ош}$ (3.7) и средним отношением С/Ш на входе ПРМ ССС $\overline{h^2}$ без изменения последнего ($\overline{h^2}=h^2\approx h_0^2W_П^2=const$) вследствие существенной зависимости (3.8, 3.9) параметра глубины замираний $\gamma^2=\alpha_р^2/2\sigma_в^2$ от выбора f_0.

Проанализируем влияние выбора f_0 на γ^2 и $P_{\text{ош}}$ в ССС более детально с учетом определяющих σ_φ (3.9) физических параметров ионосферы ($l_s \approx 390$ м [64]; $z_\text{Э} = 2{,}55 \cdot 10^5$ м; $\bar{N}_m \approx 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3; $\sigma_{\Delta N} = \beta_u \bar{N}_m$).

Выражение для $\bar{N}_\text{T}$ можно записать в виде произведения как (2.20, 2.131, 2.99)

$$\bar{N}_\text{T} = \int_0^\infty \bar{N}(h)dh \approx \int_{h_{0\text{F}}}^{h_{в\text{F}}} \bar{N}(h)dh = \overline{N}_{\text{TF}} \approx \bar{N}_\text{T} = z_\text{Э}\bar{N}_m \approx 5{,}1 \cdot 10^{17} \text{ эл/м}^2.$$

Поскольку в нормальной среднеширотной ионосфере $\beta_u = 10^{-3} \ldots 10^{-2}$ [5, 6, 25–27, 32, 43, 50, 60, 91], то будем считать, что для нее характерны следующие значения физических параметров:

$$\bar{N}_m \approx 2 \cdot 10^{12} \text{ эл/м}^3;\ \overline{N}_\text{T} = \overline{N}_m z_\text{Э} \approx 5{,}1 \cdot 10^{17} \text{ эл}/\text{м}^2;\ \beta_u \approx 10^{-3};$$

$$\sigma_{\Delta N} = \beta_u \bar{N}_m \approx 2 \cdot 10^9 \text{ эл/м}^3. \qquad (3.10)$$

В соответствии с данными (3.10) и выражениями (3.8, 3.9) в таблице 3.1 приведены значения СКО флуктуаций фазового фронта РВ на выходе неоднородной ионосферы σ_φ при вертикальном ($\alpha_\text{T} = 90^\circ$) и наклонном ($\alpha_\text{T} = 25^\circ$) трансионосферном РРВ и глубины возникающих быстрых замираний принимаемых сигналов $\gamma^2 = \alpha_\text{р}^2 / 2\sigma_в^2$ при использовании в ССС различных частот $f_0 = 1$ ГГц…30 МГц.

Результаты табл. 3.1 соответствуют известным [42, 43] экспериментальным данным, согласно которым при РРВ через среднеширотную ионосферу на частотах $f_0 \geq 500$ МГц замирания принимаемых в ССС сигналов практически отсутствуют ($\gamma^2 = \alpha_\text{р}^2 / 2\sigma_в^2 \geq 94 \ldots 224$), на частотах $f_0 \leq 100$ МГц они регулярно наблюдаются ($\gamma^2 \leq 3{,}3 \ldots 8{,}5$), а на частоте $f_0 = 30$ МГц возникающие быстрые замирания носят практически рэлеевский характер ($\gamma^2 \approx 0$).

Таблица 3.1 – Зависимость глубины быстрых замираний сигналов в ССС от выбора несущей частоты

f_0, Гц		10^9	$5\cdot10^8$	$2\cdot10^8$	$1{,}5\cdot10^8$	10^8	$8\cdot10^7$	$7\cdot10^7$	$6\cdot10^7$	$3\cdot10^7$
σ_φ, рад	$\alpha_\text{Т}=90^\circ$	0,03	0,07	0,17	0,22	0,33	0,41	0,48	0,55	1,1
	$\alpha_\text{Т}=25^\circ$	0,05	0,1	0,26	0,34	0,51	0,64	0,73	0,86	1,7
γ^2	$\alpha_\text{Т}=90^\circ$	896	224	35,4	19,7	8,5	5,3	3,9	2,75	0,4
	$\alpha_\text{Т}=25^\circ$	378	94	14,6	8	3,3	2	1,4	0,9	0,06
$h^2_\text{доп}$, дБ	$\alpha_\text{Т}=25^\circ$	13,4	13,8	17,4	24,1	41	45,6	47,4	48,6	49,99

Графики зависимости $P_\text{ош}$ от $\overline{h^2}=h^2\approx h_0^2W_\text{П}^2$ и γ^2, построенные согласно (3.7–3.10) при $\alpha_\text{Т}=25^\circ$ и представленных в табл.3.1 значениях f_0, приведены на рис. 3.1.

Анализ кривых 1–3 показывает, что достижение $P_\text{ош}\le P_\text{ош доп}=10^{-5}$ в ССС обеспечивается на частотах $f_0\ge 500$ МГц при $\overline{h^2}=h^2\le 24$ (13,8 дБ), а на частотах $f_0\ge 200$ МГц при $\overline{h^2}=h^2\le 60$ (18 дБ). Заметим, что при этом значение $h^2\approx h_0^2W_\text{П}^2\approx h_0^2$, поскольку на частотах $f_0\ge 200$ МГц и $\alpha_\text{Т}=25^\circ$ значение $W_\text{П}^2\ge 0{,}978$ ($-0{,}1$ дБ). При реализации $h_0^2\approx 60$ (18 дБ) и снижении f_0 до 100 МГц (когда согласно табл.2.2 и 3.1 значения $\gamma^2\approx 3{,}3$, $W_\text{П}^2=0{,}91$ ($-0{,}39$ дБ) и $h^2\approx h_0^2W_\text{П}^2\approx 55$) величина $P_\text{ош}$ возрастает до недопустимо больших значений $\approx 4\cdot10^{-3}$ (точка А на кривой 5), а при $f_0\approx 70$ МГц (когда $\gamma^2\approx 1{,}4$, $W_\text{П}^2=0{,}83$ и $h^2\approx 50$) до $P_\text{ош}\approx 10^{-2}$ (точка В на кривой 7). При $h_0^2\approx 60$ (18 дБ) и снижении f_0 до 60…30 МГц (когда $\gamma^2\approx 0{,}9\ldots0{,}06$,

$W_{\text{П}}^2 \approx 0,78\ldots0,37$ и $\overline{h^2} = h^2 \approx h_0^2 W_{\text{П}}^2 \approx \approx 47\ldots22 = 17\ldots13,4$ дБ) величина $P_{\text{ош}} \approx 0,02\ldots0,04$ (точки C и D на кривых 8 и 9).

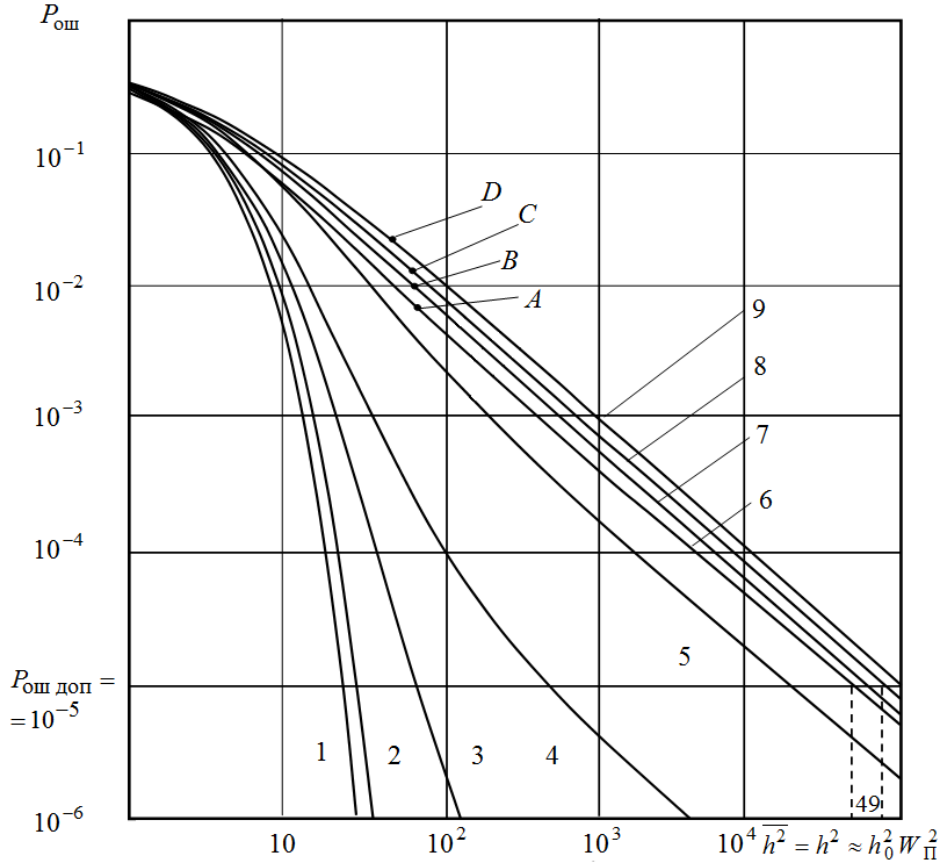


Рисунок 3.1 – Зависимость $P_{\text{ош}}$ от $\overline{h^2} = h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2$ в ССС при угле $\alpha_{\text{Т}} = 25^\circ$ и различных частотах: 1) 1 ГГц; 2) 500 МГц; 3) 200 МГц; 4) 150 МГц; 5) 100 МГц; 6) 80 МГц; 7) 70 МГц; 8) 60 МГц; 9) 30 МГц

Отсюда следует, что в диапазоне пониженных частот $f_0 = 30...60$ МГц замирания принимаемых сигналов будут носить почти рэлеевский характер ($\gamma^2 \approx 0,06...0,9$), но поглощение их в ионосфере (см. табл.2.2) при низких углах возвышения $\alpha_{\text{Т}} = 25^\circ...5^\circ$ будет значительным (от $W_{\text{П}}^2 = 0,37\ldots0,78$ (т.е $-1...-4,3$ дБ) до $W_{\text{П}}^2 = -5,2\ldots20,6$ дБ). Поэтому для обеспечения необходимого фактического отношения С/Ш на входе ПРМ ССС (4.1)

$h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2$ в этом диапазоне потребуется значительно повысить величину $h_0^2 = P_t G_t G_r W_0^2 T_s / N_0$ для компенсации $W_{\text{П}}^2$.

Поэтому более приемлемым представляется диапазон пониженных частот $f_0 = 60...80$ МГц, в котором замирания принимаемых сигналов (см. табл. 2.2 и рис. 3.1) имеет характер, близкий к рэлеевскому ($\gamma^2 \approx 0{,}9...2$), но поглощение в ионосфере будет небольшим ($W_{\text{П}}^2 = -1\ldots-0{,}6$ дБ при $\alpha_{\text{Т}} = 25^\circ$ и $W_{\text{П}}^2 = -5{,}2\ldots-2{,}9$ дБ при $\alpha_{\text{Т}} = 5^\circ$).

Для получения искомой зависимости (1.125) $h_{\text{доп}}^2 = \psi[P_{\text{ош доп}}, W_{\text{БЗ}}^2(f_0)]$ необходимо отметить, что подобные зависимости известны [22, 51] только для двух частных случаев формулы (3.7):

– отсутствия замираний, когда $\gamma^2 = \alpha_{\text{р}}^2 / 2\sigma_в^2 = \infty$ и (4.15) сводится к виду (3.7)

$$P_{\text{ош}} = 0{,}5 \exp\ (-0{,}5\ h^2)\ ;$$

– рэлеевских замираний, когда $\gamma^2 = 0$ и (3.7) сводится к (1.81) или (при $\overline{h^2} >> 1$) более простому виду

$$P_{\text{ош}} = 1 / (\overline{h^2} + 2) \approx 1 / \overline{h^2}, \qquad (3.11)$$

где $\overline{h^2} = h^2$.

Согласно формулам (3.2) и (3.11) для обеспечения $P_{\text{ош}} = P_{\text{ош доп}}$ допустимое значение С/Ш на входе ПРМ определяется как [51]

$$h_{\text{доп}}^2 = -2 \ln\ (2P_{\text{ош доп}})\ ; \qquad (3.12)$$

$$h_{\text{доп БЗ}}^2 = (P_{\text{ош доп}})^{-1} - 2 \approx (P_{\text{ош доп}})^{-1}. \qquad (3.13)$$

Согласно (3.12) и (3.13), а также рис. 3.1 (кривые 1 и 9), при величине $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ в отсутствие замираний ($\gamma^2 = \infty$) допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ составляет $h_{\text{доп}}^2 \approx 21{,}6$ (т.е. 13,3 дБ), а при рэлеевских замираниях ($\gamma^2 = 0$) оно возрастает до $h_{\text{доп БЗ}}^2 \approx 10^5$ (т.е. 50 дБ).

В наиболее общем случае быстрых замираний райсовского типа (когда $0<\gamma^2<\infty$) искомую зависимость (1.125а) $h^2_{\text{доп БЗ}}=\psi[P_{\text{ош доп}},\ \gamma^2_{\text{БЗ}}(f_0)]$ получить из формулы (3.7) нельзя.

Однако для требуемого в ССС конкретного значения $P_{\text{ош доп}}=10^{-5}$ частотную зависимость $h^2_{\text{доп БЗ}}=\psi[P_{\text{ош доп}}=10^{-5},\ f_0]$ можно получить непосредственно из графиков (рис. 3.1) зависимости $P_{\text{ош}}=\psi(\overline{h^2},\ f_0)$ при значении $P_{\text{ош}}=P_{\text{ош доп}}=10^{-5}$.

В нижней строке табл. 3.1 приведены значения $h^2_{\text{доп БЗ}}(\text{дБ})$, рассчитанные по графику рис. 3.1 при $P_{\text{ош доп}}=10^{-5}$ и различных значениях $\gamma^2=\psi(f_0)$.

На рис. 3.2 приведен график искомой (1.125) зависимости $h^2_{\text{доп БЗ}}=\psi\ [P_{\text{ош доп}}=10^{-5},\ f_0]$, построенный по результатам табл. 3.1.

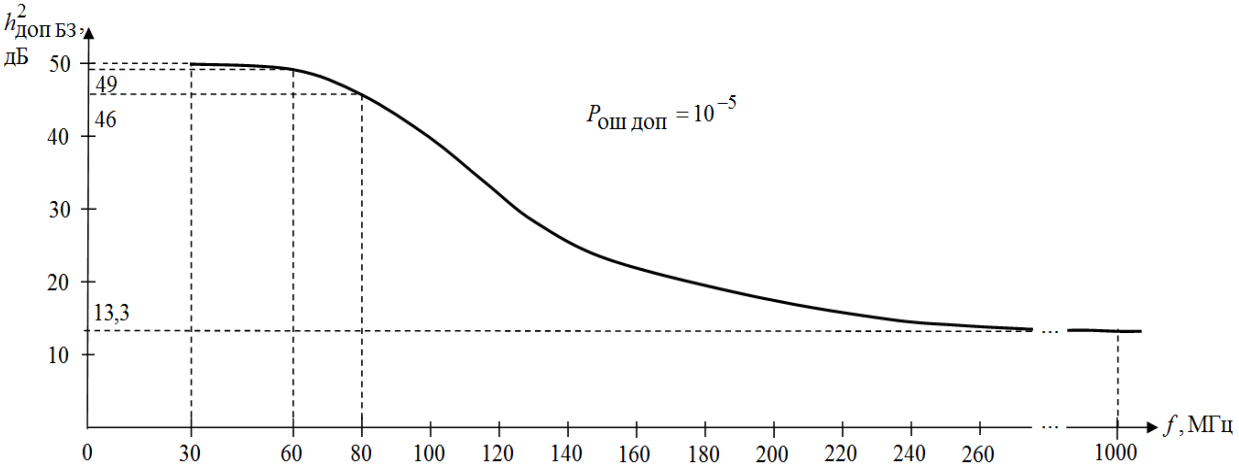


Рисунок 3.2. – Зависимость допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ ССС от выбора несущей частоты для трансионосферного КС

Анализ рис. 3.2 показывает, что при выборе в ССС пониженных несущих частот в диапазоне $f_0=60...80$ МГц (когда в трансионосферном КС возникают глубокие ($\gamma^2\approx 0{,}9...2$) райсовские быстрые замирания) для

обеспечения допустимого в ССС значения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ на входе ПРМ потребуется увеличить отношения С/Ш с традиционных для $f_0 \approx 1$ ГГц значений $h^2_{\text{доп}} \sim 13$ дБ до величин $h^2_{\text{доп БЗ}} \approx 49...46$ дБ (т.е. на 36...33 дБ и больше). Следовательно, до таких же значений потребуется увеличить и отношение С/Ш на входе ПРМ РПХ $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп БЗ}} \approx 49...46$ дБ, если он расположен близко от ПРМ ССС и использует НК схему обработки сигналов.

Согласно рис. 3.2 и выражению (1.94) $h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп}}\,\Gamma_{\text{БЗ}}$ при выборе $f_0 = 60...80$ МГц и обычной величине $h^2_{\text{доп}} \approx 13$ дБ требуемый энергетический запас на компенсацию возникающих глубоких райсовских быстрых замираний ($\gamma^2 \approx 0{,}9...2$) составляет $\Gamma_{\text{БЗ}} = h^2_{\text{доп БЗ}} - h^2_{\text{доп}} \approx (49...46) - 13 = 36...33$ дБ, т.е. меньше, чем в случае рэлеевских ($\gamma^2 = 0$) быстрых замираний, когда $\Gamma_{\text{БЗ}} = 37$ дБ.

3.2 Методика прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах при использовании пространственно-разнесенного приема

Для получения искомых зависимостей (1.131, 1.126) проанализируем возможность достижения $P_{\text{ош}} \le P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ в ССС при реализации отношения С/Ш $h_0^2 \approx 60$ (18 дБ) и использовании пониженных частот $f_0 = 80...60$ МГц, обеспечивающих незначительное поглощение РВ ($W_{\text{П}}^2 \approx 0{,}87 \ldots 0{,}78$, при котором $h^2 \approx h_0^2 W_{\text{П}}^2 \approx 50$) и возникновение быстрых замираний с глубиной $\gamma^2 \approx 0{,}9 \ldots 2$, близкой к рэлеевским замираниям ($\gamma^2 = 0$), за счет применения пространственно-разнесенного приема на n антенн при различном коэффициенте $R_{\text{БЗ}} \equiv R = |\dot{R}| \le 1$ корреляции быстрых замираний в ветвях разнесения [100].

Напомним, что согласно (1.83, 1.84) при $n = 4$ достигается $h^2_{\text{доп}\,n} \approx 16$ дБ. Однако зависимость (1.83) $P_{\text{ош}} = \psi\ (h^2 = \overline{h^2},\ n)$ справедлива для идеального случая отсутствия корреляции быстрых замираний ($|\dot{R}| = 0$), реализуемого только при бесконечном пространственном разнесении антенн ($\Delta\rho = \infty$). При конечном разносе антенн ($\Delta\rho < \infty$) значение $h^2_{\text{доп}\,n} > 16$ дБ.

Известно [7, 90] общее выражение для оценки $P_{\text{ош}} = \Psi(\overline{h^2})$ при пространственно-разнесенном НК приеме сигналов на n антенн с квадратичным сложением в условиях рэлеевских ОЗ ($\gamma^2 = 0$)

$$P_{\text{ош}} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\lambda_k^{2(n-1)}}{\lambda_k + 2} \prod_{\substack{\text{p}=1 \\ \text{p}\neq k}}^{n} \frac{\lambda_{\text{p}} + 1}{(\lambda_k - \lambda_{\text{p}})(\lambda_k + \lambda_{\text{p}} + \lambda_k \lambda_{\text{p}})}, \tag{3.12}$$

где λ_k, λ_{p} – собственные значения корреляционной матрицы $\mathbf{KQ}$, определяемые из решения уравнения

$$\det(\mathbf{KQ}\text{-}\lambda\mathbf{I}) = 0, \tag{3.13}$$

где $\mathbf{I}$ – единичная диагональная матрица.

Корреляционную матрицу $\mathbf{KQ}$ в случае некогерентного приема можно записать как

$$\mathbf{KQ} = \overline{h}^2 \begin{vmatrix} 1 & |\dot{R}_1| & |\dot{R}_2| & \ldots & |\dot{R}_{n-1}| \\ |\dot{R}_1| & 1 & |\dot{R}_1| & \ldots & |\dot{R}_{n-2}| \\ |\dot{R}_2| & |\dot{R}_1| & 1 & \ldots & |\dot{R}_{n-3}| \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ |\dot{R}_{n-1}| & |\dot{R}_{n-2}| & |\dot{R}_{n-3}| & \ldots & 1 \end{vmatrix}, \tag{3.14}$$

где $|\dot{R}_1|$, $|\dot{R}_2|$,…, $|\dot{R}_n|$ – модули комплексных коэффициентов корреляции быстрых замираний между соответствующими ветвями разнесения.

При разнесенном приеме по пространству значения $|\dot{R}_i|$ определяются отношением интервалов пространственного разноса $\Delta\rho_i$ антенн к интервалу пространственной корреляции замираний $\Delta\rho_к$ [15]

$$|\dot{R}_i| = \exp\left[-\left(\frac{\Delta\rho_i}{\Delta\rho_к}\right)^2\right] \le 1. \qquad (3.15)$$

Для конкретизации значений $|\dot{R}_1|$, $|\dot{R}_2|$,…, $|\dot{R}_n|$ предположим, что разнесенные антенны расположены линейно (рисунок 3.3),

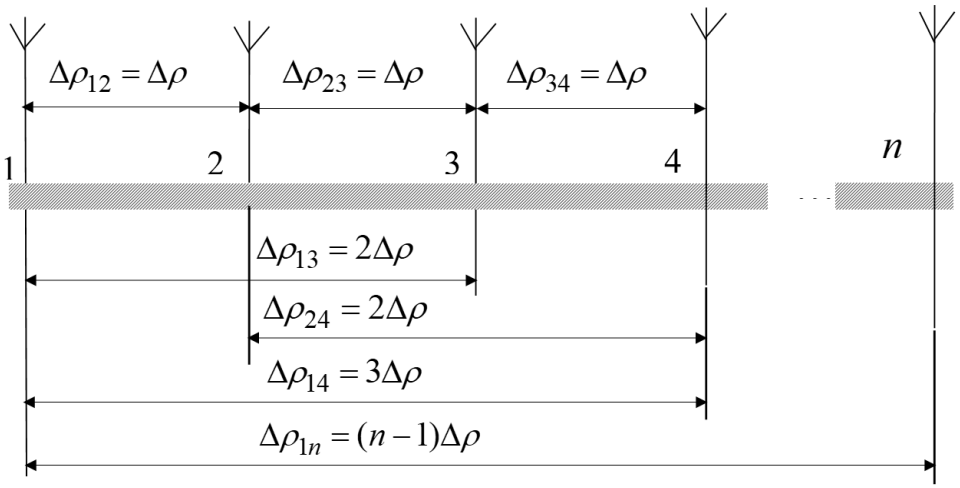


Рисунок 3.3 – Расположение антенн при пространственном разнесении

При этом согласно рис. 3.3 выполняются следующие соотношения:

$$\begin{aligned}
&\Delta\rho_1 = \Delta\rho_{23} = \Delta\rho_{34} = \Delta\rho;\\
&\Delta\rho_2 = \Delta\rho_{13} = \Delta\rho_{24} = 2\Delta\rho;\\
&\Delta\rho_3 = \Delta\rho_{14} = 3\Delta\rho; \qquad (3.16)\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&\Delta\rho_а = \Delta\rho_{1n} = (n-1)\Delta\rho.
\end{aligned}$$

Тогда для модулей коэффициентов пространственной корреляции ветвей разнесения (3.15) будут выполняться следующие соотношения:

$$|\dot{R}_1| = |\dot{R}_{12}| = |\dot{R}_{23}| = |\dot{R}_{34}| = \exp[-(\Delta\rho/\Delta\rho_к)^2] = |\dot{R}|;$$

$$|\dot{R}_2| = |\dot{R}_{13}| = |\dot{R}_{24}| = \exp\,[-(2\Delta\rho/\Delta\rho_к)^2] = \left\{\exp\,[-(\Delta\rho/\Delta\rho_к)^2]\right\}^4 = |\dot{R}|^4;$$

$$|\dot{R}_3| = |\dot{R}_{14}| = \exp\,[-(3\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})^2] = \left\{ \exp\,[-(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})^2] \right\}^9 = |\dot{R}|^9; \quad (3.17)$$

$$|\dot{R}_n| = |\dot{R}_{1n}| = \exp\left\{ -[(n-1)\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}]^2 \right\} = |\dot{R}|^{(n-1)^2}.$$

В соответствии с (3.17) корреляционная матрица (3.14) примет вид

$$\mathbf{KQ} = \overline{h}^2 \begin{vmatrix} 1 & R & R^4 & \ldots & R^{(n-1)^2} \\ R & 1 & R & \ldots & R^{(n-2)^2} \\ R^4 & R & 1 & \ldots & R^{(n-3)^2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R^{(n-1)^2} & R^{(n-2)^2} & R^{(n-3)^2} & \ldots & 1 \end{vmatrix}. \quad (3.18)$$

Используя вычисления собственных значений λ_k корреляционной матрицы (3.18) в среде MATLAB для формулы (3.12) по разработанной программе [94], на рисунках 3.4–3.6 построены графики зависимости вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ от среднего значения отношения С/Ш в ветвях разнесения (3.1) $\overline{h^2} = h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2$ для различных значений коэффициента корреляции быстрых замираний ($R = 0{,}05...0{,}99$) при кратностях разнесения $n = 4$, $n = 8$ и $n = 10$ [46].

Анализ графиков, представленных на рисунках 3.4–3.6, показывает, что изменение коэффициента корреляции R от 0,05 до 0,99 приводит к существенному повышению допустимого отношения С/Ш в ветвях разнесения ($h^2_{\text{д}\,n} \equiv h^2_{\text{доп}\,n}$), необходимых для обеспечения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$: при $n = 4$ значения $h^2_{\text{доп}\,n} = 16...30$ дБ, при $n = 8$ $h^2_{\text{доп}\,n} = 10...22$ дБ и при $n = 10$ $h^2_{\text{доп}\,n} = 7...20$ дБ. В таблице 3.2 приведены соответствующие коэффициентам R= 0,05…0,99 отношения $\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}$, рассчитанные согласно (3.15), а также отношения $\Delta\rho_{\text{а}}/\Delta\rho_{\text{к}} = (n-1)\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}$.

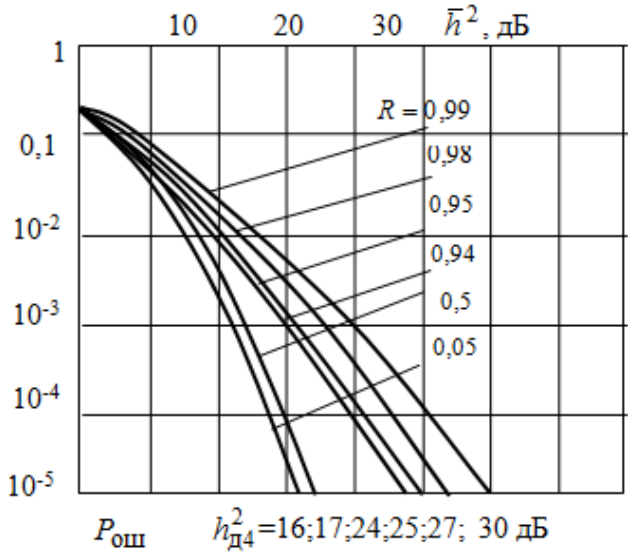


Рисунок 3.4 – Графики зависимости $P_{ош} = \psi(\bar{h}^2)$ при $n = 4$

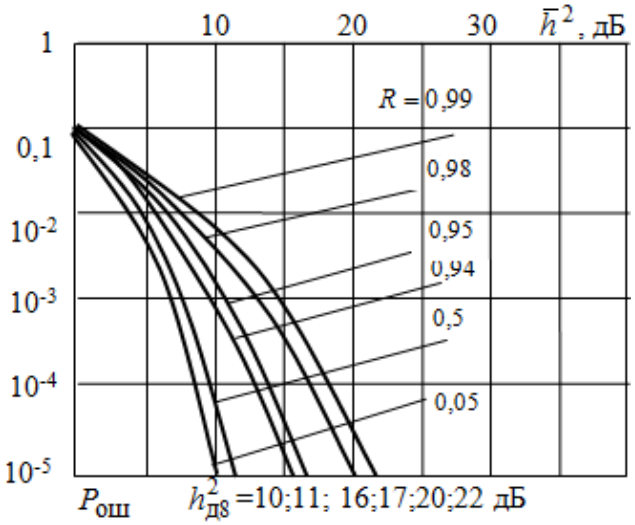


Рисунок 3.5 – Графики зависимости $P_{ош} = \psi(\bar{h}^2)$ при $n = 8$

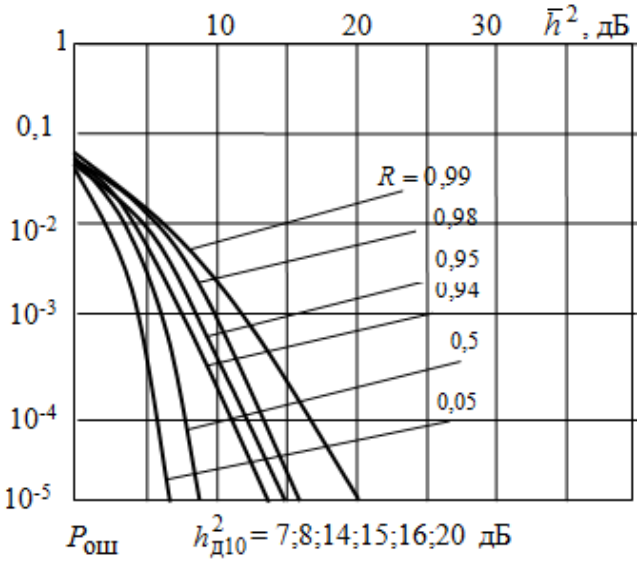


Рисунок 3.6 – Графики зависимости $P_{ош} = \psi(\bar{h}^2)$ при $n = 10$

Таблица 3.2 – Допустимые значения отношения С/Ш для обеспечения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ при различных значениях коэффициента корреляции быстрых замираний $(R = R_{\text{БЗ}})$

$R = R_{\text{БЗ}}$		0,05	0,5	0,94	0,95	0,98	0,99
$h^2_{\text{доп}\,n}$, дБ	$n = 4$	16	17	24	25	27	30
	$n = 8$	10	11	16	17	20	22
	$n = 10$	7	8	14	15	16	20
$\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}$		1,73	0,84	0,24	0,22	0,14	0,1
$\frac{(n-1)\Delta\rho}{\Delta\rho_{\text{к}}}$	$n = 4$	5,19	1,68	0,96	0,66	0,56	0,3
	$n = 8$	12,11	5,88	1,7	1,54	0,98	0,7
	$n = 10$	15,57	7,56	2,16	1,98	1,27	0,9

Анализ данной таблицы показывает, что обеспечение требуемой помехоустойчивости системы трансионосферной связи ($P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$) с коррелированными релеевскими замираниями ($R \neq 0$) возможно на основе компромисса между энергетическим потенциалом радиолинии ($h^2_{\text{доп}\,n}$), относительными интервалами разноса антенн $\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}$ и относительными линейными размерами антенной системы $\Delta\rho_{\text{а}}/\Delta\rho_{\text{к}} = (n-1)\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}$. Например, при обеспечении допустимых отношений С/Ш $h^2_{\text{доп}\,n} \approx 16$ дБ на входе каждого приемника (выходе каждой из антенн) для достижения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ потребуется антенная система из $n = 4$ антенн при очень малой корреляции замираний R=0,05. Для ее реализации необходимы большие интервалы разноса $\Delta\rho = 1,73\Delta\rho_{\text{к}}$ и относительный размер антенной системы $\Delta\rho_{\text{а}} = (n-1)\Delta\rho \approx 5,2\Delta\rho_{\text{к}}$. В то же время антенная система из $n = 8$ антенн будет иметь относительный размер в 3 раза меньше ($1,7\Delta\rho_{\text{к}}$) благодаря возможности существенного увеличения корреляции замираний (R=0,94) и

сокращения разноса антенн ($\Delta\rho = 0,24\Delta\rho_к$), а при $n = 10$ – в 4 раза ($1,27\Delta\rho_к$) благодаря возможности R= 0,98 и $\Delta\rho = 0,1\Delta\rho_к$.

Таким образом, на основе известной формулы для вероятности ошибки (3.12) при разнесенном ($n \geq 4$) НК приеме разработана графоаналитическая методика прогнозирования помехоустойчивости ССС при коррелированных ($R \neq 0$) релеевских замираниях (3.13)–(3.18). При этом установлена взаимосвязь вероятности ошибки $P_{ош}$ с величиной среднего отношения С/Ш на входе приемников (ветвей разнесения) $\overline{h^2}$, пространственного разноса $\Delta\rho$ и размером антенной системы $\Delta\rho_а = (n-1)\Delta\rho$. Анализ данной взаимосвязи указывает на возможность достижения $P_{ош\ доп} = 10^{-5}$ (при условии обеспечения $h^2_{доп\ n} = const$ на входе приемников) с помощью приемной антенной системы с небольшими линейными размерами $\Delta\rho_а = (n-1)\Delta\rho$ при увеличении числа антенн с n=4 до n=8…10 благодаря возможности увеличения корреляции замираний R между ними с 0,05 до 0,98 и уменьшения разноса с $\Delta\rho = 1,73\Delta\rho_к$ до $\Delta\rho = 0,1\Delta\rho_к$.

Таким образом, полученное выражение (3.18) устанавливает зависимость

$$KQ = \psi(\overline{h^2},\ R,\ n)$$

корреляционной матрицы KQ со среднем отношением С/Ш на входе ПРМ $\overline{h^2}$ (которое согласно (3.1) равно отношению С/Ш в отсутствие замираний $\overline{h^2} = h^2 = h_0^2 W_П^2$), кратностью разнесения (n) приемных антенн и коэффициентами корреляции замираний в ветвях разнесения, т.е. в разнесенных антеннах (3.15)

$$R = R_{БЗ} = \left|\dot{R}\right| = \left|\dot{R}_i\right| = \exp[-(\Delta\rho_i / \Delta\rho_к)^2].$$

Разработанная программа [94] позволяет вычислить собственные значения λ_k корреляционной матрицы (3.18) KQ в результате решения уравнения (3.14), т.е. рассчитать зависимость $\lambda_k = \psi(KQ)$.

Поскольку известна зависимость (3.12) $P_{\text{ош}} = \psi(\lambda_k)$, то представляется возможность построить следующие зависимости:

$$P_{\text{ош}} = \psi(\lambda_k) = \psi(KQ) = \psi(\overline{h^2},\ n,\ R)\ , \qquad (3.19)$$

последняя из которой приведена в виде графиков на рис. 3.4–3.6.

С учетом (3.1) и (3.15) зависимость (3.19) можно уточнить в виде

$$P_{\text{ош}} = \psi[\overline{h^2} = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, \Delta\rho_{\text{к}})]\ . \qquad (3.20)$$

Сравнение (3.20) с искомой зависимостью (1.131)

$$P_{\text{ош}} = \psi[\overline{h^2} = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)]$$

указывает на необходимость установления взаимосвязи коэффициента корреляции быстрых (общих) замираний в разнесенных на расстояние $\Delta\rho$ антеннах ($R_{\text{БЗ}}$) от выбора рабочей частоты f_0 в трансионосферном КС: $R_{\text{БЗ}} = R = \psi(\Delta\rho, f_0)$.

Для решения этой задачи следует отметить, что выражение (3.15) для коэффициента (R) пространственной корреляции замираний в разнесенных на расстояние $\Delta\rho$ антеннах часто [15] записывают в виде нормированной пространственной корреляционной функции (КФ) канала связи (КС) с замираниями

$$\left|\dot{R}\right| \equiv K_{\text{н}}(\Delta\rho) = \exp\left[-\left(\frac{\Delta\rho}{\Delta\rho_{\text{к}}}\right)^2\right] = \exp\left[-\left(\frac{\Delta\rho/\lambda_0}{\Delta\rho_{\text{к}}/\lambda_0}\right)^2\right] = K_{\text{н}}(\Delta\rho/\lambda_0), \quad (3.21)$$

где $\Delta\rho = \rho_1 - \rho_2$ – пространственный разнос двух точек приема (ρ_1 и ρ_2); $\Delta\rho/\lambda_0$ – нормированный к длине волны $\lambda_0 = c/f_0$ пространственный разнос.

В [53] приводится (без вывода) более детальное по сравнению с (3.21) аналитическое выражение вида

$$K_{\text{н}}(\Delta\rho)=\exp\left(-\frac{4\pi^2\Delta\rho^2\left\langle\Delta\vartheta_i^2\right\rangle}{\lambda_0^2}\right)=\exp\left(-\frac{4\pi^2\Delta\rho^2\sigma_\vartheta^2}{\lambda_0^2}\right),\qquad(3.22)$$

где $\left\langle\Delta\vartheta_i^2\right\rangle=\sigma_\vartheta^2$ – дисперсия углового разброса (раствора) приходящих лучей (диффузных) в место приема.

Из сравнения (3.21) и (3.22) следует, что интервал пространственной корреляции замираний в КС с диффузной многолучевостью (рассеянием) определяется выражением

$$\Delta\rho_{\text{к}}=\lambda_0/2\pi\sigma_\vartheta,\qquad(3.23)$$

где $\sigma_\vartheta=(\sigma_\vartheta^2)^{0,5}=\left[\left\langle\Delta\vartheta_i^2\right\rangle\right]^{0,5}$ – среднеквадратическое отклонение (СКО) углов прихода диффузных лучей в место приема (к приемной антенне).

Однако величина $\sigma_\vartheta\sim1/\Delta\rho_{\text{к}}$ в КС с диффузной многолучевостью определяется экспериментально [15] и не связана с несущей частотой f_0 волны и флуктуациями электронной концентрации (ЭК) в пространственных ($\rho=x,y$) неоднородностях ионосферы $\Delta N(\rho,h)$ относительно среднего значения ЭК $\left\langle N(h)\right\rangle$. Задача установления этой взаимосвязи решена в [73] и кратко приведена в [100, 12].

Согласно последним выражение (3.21) для нормированной корреляционной функции КС можно записать в уточненном по сравнению с известной формулой (3.22) виде

$$K_{\text{н}}(\Delta\rho)=\exp\left[-\left(\frac{\Delta\rho}{\Delta\rho_{\text{к}}}\right)^2\right]=\exp\left[-\left(\frac{\sqrt{2}\pi\ \Delta\rho\sigma_\vartheta}{\lambda_0}\right)^2\right]\le1,\qquad(3.24)$$

где СКО углов прихода волны (σ_ϑ) связано с параметрами ионосферных неоднородностей ($\sigma_{\Delta N}$, l_s) через величину σ_φ (3.9) как

$$\sigma_\vartheta=\sqrt{2}\sigma_\varphi\lambda_0/(2\pi\ l_s)=\frac{80{,}8\sigma_{\Delta N}}{f_0^2}\left(\frac{\sqrt{\pi}z_{\text{Э}}\ \text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}}}{2l_s}\right)^{0,5}.\qquad(3.25)$$

Анализ выражений (3.24–3.25) показывает, что с уменьшением несущей частоты f_0 происходит увеличение СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородного ионосферного слоя (3.9) $\sigma_\varphi \sim f_0^{-1}$ и СКО углов прихода волны (диффузных лучей) к плоскости приема $\sigma_\vartheta \sim f_0^{-2}$. Вследствие этого происходит сужение интервала пространственной корреляции КС $\Delta\rho_{\text{к}} \sim \sigma_\vartheta^{-1} \sim f_0^2$ и уменьшение нормированной корреляционной функции КС $K_{\text{н}}(\Delta\rho) \le 1$ относительно ее максимального значения ($K_{\text{н}}(\Delta\rho) = 1$).

Согласно (3.24) и (3.25) искомая зависимость интервала пространственной корреляции трансионосферного КС (или поля волны в месте приема при ее трансионосферном распространении) от параметров неоднородной ионосферы ($\sigma_{\Delta N}$, l_s, $z_{\text{Э}}$) и выбора несущей частоты f_0 определяется в виде

$$\Delta\rho_{\text{к}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2}\pi\sigma_\vartheta} = \frac{l_s}{\sigma_\varphi} = \frac{cf_0\sqrt{l_s}}{80{,}8\pi\sigma_{\Delta N}(\sqrt{\pi}z_{\text{Э}}\ \text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}})^{0{,}5}}, \qquad (3.26)$$

где $\sigma_{\Delta N} = \beta_u \overline{N}_m$.

Таким образом, в соответствии с известными (3.15, 3.21) и полученной зависимостью (3.26) $\Delta\rho_{\text{к}} = \psi(f_0/\sigma_{\Delta N})$ искомая взаимосвязь $R = \psi(\Delta\rho, f_0)$ коэффициента пространственной корреляции замираний (R) в разнесенных ($\Delta\rho$) антеннах с выбором несущей частоты (f_0) в ССС будет иметь вид

$$R = |\dot{R}| \equiv R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0) \equiv K_{\text{н}}(\Delta\rho) = \exp[-(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})^2] =$$

$$= \exp[-(\Delta\rho\sigma_\varphi/l_s)^2] = \left\{-\left[\frac{80{,}8\ \pi\sigma_{\Delta N}(\sqrt{\pi}z_{\text{Э}}\ \text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}})^{0{,}5}\Delta\rho}{cf_0\sqrt{l_s}}\right]^2\right\} \le 1\,. \qquad (3.27)$$

Тогда полученные ранее зависимости (3.19, 3.20)

$$P_{\text{ош}} = \psi(\overline{h^2},\ n,\ R) = \psi[\overline{h^2} = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0), n, R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, \Delta\rho_{\text{к}})]$$

совместно с (3.27) $R = \psi(\Delta\rho, f_0)$ позволяют установить искомую взаимосвязь (1.131), на основе которой можно определить требуемую зависимость (1.126а):

$$h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{р}} = \psi[P_{\text{ош доп}},\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho,\ f_0)]$$

в два этапа:

1) сначала определим по графикам рис. 3.4 – 3.6 зависимость

$$h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{р}} = \psi(P_{\text{ош доп}},\ n,\ R)\ ; \qquad (3.28)$$

2) затем установим по формуле (3.27) зависимость

$$R = R_{\text{БЗ}} = \psi(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}) = \psi(\Delta\rho,\ f_0)\ . \qquad (3.29)$$

На рис. 3.7 приведены графики зависимостей (3.28) $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi(R)$, построенные в соответствии с рис. 3.4 – 3.6 и табл. 3.2 при $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ и $n = 4;\ 8;\ 10$.

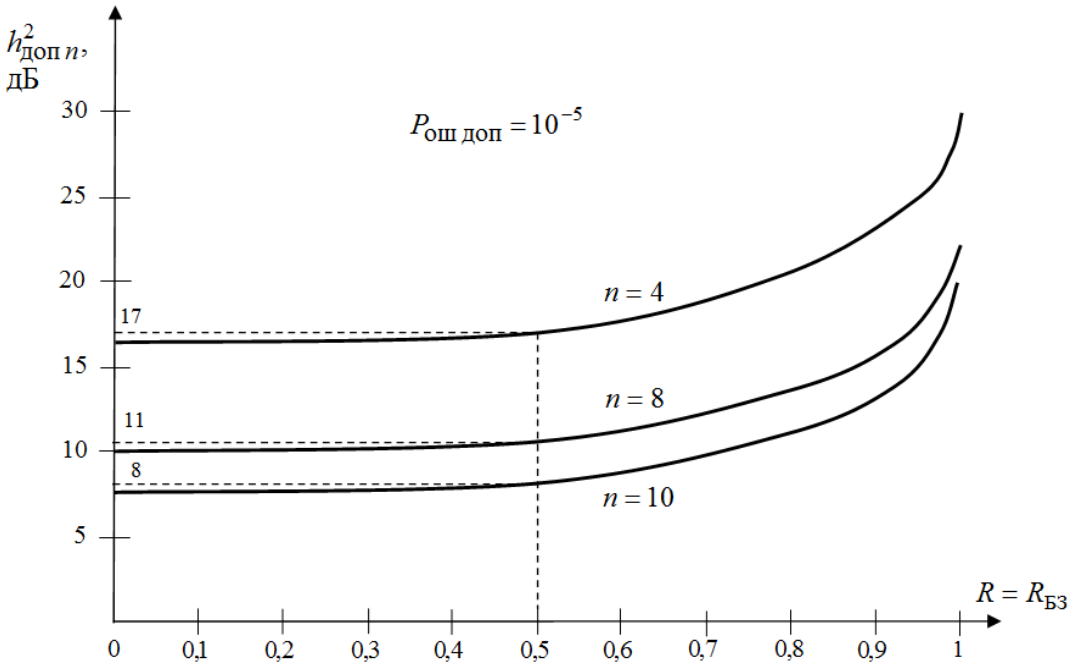


Рисунок 3.7 – Зависимости допустимого отношения С/Ш при пространственно-разнесенном приеме на $n = 4;\ 8$ и 10 антенн от коэффициента пространственной корреляции замираний

По этим графикам можно определить необходимое значение коэффициента пространственной корреляции замираний в антеннах $(R = R_{\text{БЗ}})$,

при котором обеспечивается допустимое отношение С/Ш при пространственно-разнесенном приеме на n антенн ($h^2_{\text{доп}\,n}$).

На рис. 3.8 приведен график зависимости (3.15, 3.27) $R = \psi(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})$.

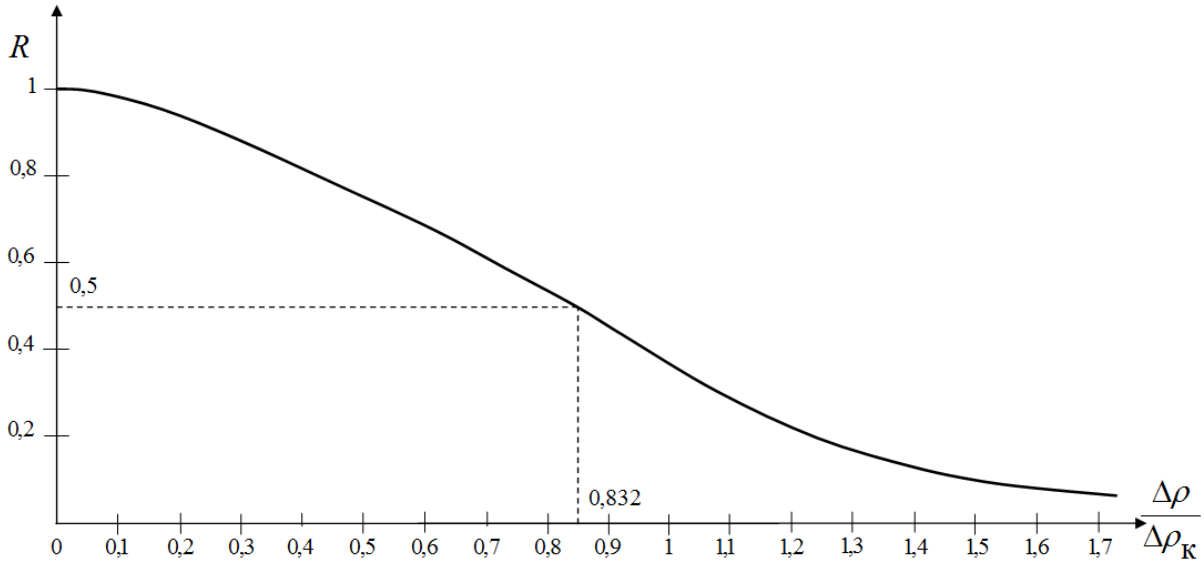


Рисунок 3.8. – Зависимость коэффициента корреляции замираний (R) от разноса антенн относительно интервала пространственной корреляции $(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})$

По этому графику можно определить допустимое отношение $\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}$, при котором обеспечивается необходимое значение R.

Для обеспечения допустимого значения коэффициента пространственной корреляции замираний $R_{\text{БЗ}} = R = R_{\text{доп}}$ можно определить минимально допустимый разнос антенн на основе аналитического выражения (3.27)

$$\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{доп}} = \sqrt{-ln(R_{\text{доп}})}\,\Delta\rho_{\text{к}} = \sqrt{-ln(R_{\text{доп}})}\,l_s/\sigma_\varphi = \\ = \sqrt{ln\left(R^{-1}_{\text{доп}}\right)}\,c\sqrt{l_s}\;f_0/80{,}8\pi\sigma_{\Delta N}\,(\sqrt{\pi}\,z_{\text{Э}}\;\text{cosec}\;\alpha_{\text{Т}})^{0{,}5}. \qquad (3.30)$$

В таблице 3.3 и на рис 3.9 приведены значения $\Delta\rho_{\text{к}}$, рассчитанные в соответствии с (3.26) и результатами таблицы 3.1 при указанных в ней значениях f_0 и σ_φ (для $\alpha_{\text{Т}} = 25^\circ$ и $l_s \approx 390$ м). Здесь же показаны

зависимости от f_0 допустимых разносов антенн (3.30) $\Delta\rho_{\text{доп}}$ для обеспечения $R_{\text{доп}} = 0{,}5$ и $0{,}05$.

Таблица 3.3 – Интервалы пространственной корреляции быстрых замираний и допустимый разнос антенн при различных значениях несущих частот

f_0, Гц	10^9	$5{\cdot}10^8$	$2{\cdot}10^8$	$1{,}5{\cdot}10^8$	10^8	$8{\cdot}10^7$	$7{\cdot}10^7$	$6{\cdot}10^7$	$3{\cdot}10^7$
σ_φ, рад	0,05	0,1	0,26	0,34	0,51	0,64	0,73	0,86	1,7
$\Delta\rho_{\text{к}}$, м	7800	3900	1500	1147	765	609	534	455	229
$\Delta\rho_{\text{доп}}$, м ($R = 0{,}5$)	6490	3245	1248	954	636	507	444	379	191

В качестве примера использования графиков рис. 3.7–3.9 для определения искомой зависимости (1.126) $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi(P_{\text{ош доп}},\, n,\, R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho,\, f_0))$ рассмотрим случай выбора несущей частоты $f_0 = 70$ МГц. Тогда согласно рис. 3.9 и табл. 3.3 интервал пространственной корреляции замираний в месте приема составляет $\Delta\rho_{\text{к}} = 534$ м. В соответствии с формулой (3.15) $\mathrm{R} = \exp[-(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})^2]$ и рис. 3.8 для обеспечения некоррелированности замираний (т.е. $R = 0$) разнос антенн должен быть бесконечным ($\Delta\rho \to \infty$), а для $R = 0{,}05$ он составляет $\Delta\rho = 924$ м. Для обеспечения традиционного [15, 53, 80, 119] значения $R = 0{,}5$ потребуется разнос антенн относительно интервала пространственной корреляции замираний ($\Delta\rho_{\text{к}} = 534$ м), равный $\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}} = 0{,}832$ (т.е. $\Delta\rho = 0{,}832\Delta\rho_{\text{к}} \approx 444$ м). Для обеспечения сильной корреляции замираний $R = 0{,}99$ потребуется малый разнос антенн $\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}} = 0{,}1$ (т.е. $\Delta\rho = 0{,}1\,\Delta\rho_{\text{к}} \approx 53{,}4$ м). Однако в последнем случае согласно рис. 3.7 для достижения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ при использовании пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны потребуется реализовать допустимое

отношение С/Ш $h^2_{\text{доп}\,n} \approx 30$ дБ, а при обеспечении обычной корреляции $R = 0{,}5$ потребуется реализовать всего $h^2_{\text{доп}\,n} = 17$ дБ.

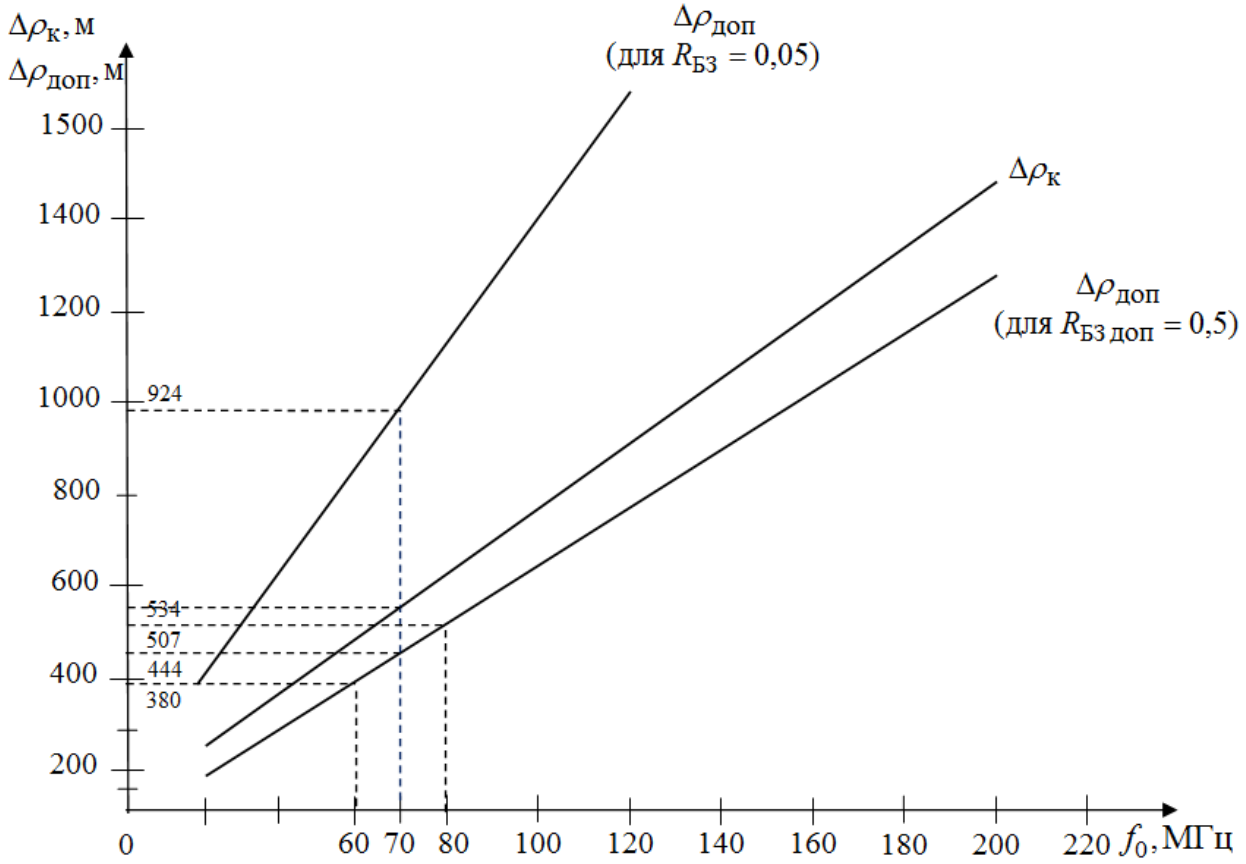


Рисунок 3.9 – Зависимость интервала пространственной корреляции замираний и допустимого разноса антенн от выбора частоты в ССС

Следует отметить, что требуемый разнос антенн $\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{доп}}$ можно определить не только с помощью графиков рис. 3.9 и 3.8 зависимостей $\Delta\rho_{\text{к}} = \psi(f_0)$ и $R = \psi(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})$, но и аналитически на основе выражений (3.27, 3.9, 3.30) как

$$\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{к}}\sqrt{-\ln R} = \frac{c f_0 \sqrt{l_s}\sqrt{\ln R^{-1}}}{80{,}8\pi\sigma_{\Delta N}(\sqrt{\pi}\, z_{\text{Э}}\operatorname{cosec}\alpha_{\text{T}})^{0{,}5}} \approx$$
$$\approx \frac{2{,}44\cdot 10^4\sqrt{\ln R^{-1}}}{\sqrt{\operatorname{cosec}\alpha_{\text{T}}}}\cdot\frac{f_0}{\sigma_{\Delta N}}. \qquad (3.30\text{а})$$

Данное выражение при угле $\alpha_{\text{Т}} = 25^{\circ}$ и обычном (3.10) СКО флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы $\sigma_{\Delta N} \approx 2 \cdot 10^{9}$ эл/м^3 сводится к виду

$$\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{к}} \sqrt{\ln R^{-1}} \approx 7{,}63 \cdot 10^{-6} f_0 \sqrt{\ln R^{-1}}. \qquad (3.30\text{б})$$

Согласно (3.30б) и табл. 3.3 при выборе $f_0 = 7 \cdot 10^{7}$ Гц (когда $\Delta\rho_{\text{к}} = 534$ м) для обеспечения $R = 0{,}5$ потребуется разнос антенн $\Delta\rho = 534 \cdot 0{,}832 \approx 443$ м (что соответствует полученному графическим путем значению $\Delta\rho \approx 444$ м).

При заданном значении $R = 0{,}5$, а также $n = 4$ и $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$, по графикам зависимости (рис. 3.7) $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi$ ($P_{\text{ош доп}}$, n, R) можно определить $h^2_{\text{доп}\,n} \approx 17$ дБ. В соответствии с выражением (1.95) $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}} \Gamma_{\text{БЗ}\,n}$ для компенсации таких коррелированных быстрых замираний ($R = 0{,}5$) потребуется создать энергетический запас $\Gamma_{\text{БЗ}\,n} = h^2_{\text{доп}\,n} - h^2_{\text{доп}} \approx 17 - 13 = 4$ дБ, что немного превышает указанный выше (1.95) запас $\Gamma_{\text{БЗ}\,n} = 3$ дБ при отсутствии корреляции быстрых замираний в разнесенных антеннах ($R = 0$ при $\Delta\rho = \infty$).

Заметим, что величина (3.30) $\Delta\rho$ представляет собой разнос между двумя соседними антеннами (рис. 3.3). Линейный размер антенной системы из n антенн равен $\Delta\rho_a = (n-1)\Delta\rho$. Поэтому при $\Delta\rho \approx 443$ м и $n = 4$ будем иметь

$$\Delta\rho_a = (n-1)\Delta\rho = (n-1)\Delta\rho_{\text{к}} \sqrt{\ln R^{-1}} \approx (n-1) 7{,}63 \cdot 10^{-6} f_0 \sqrt{\ln R^{-1}}. \qquad (3.31)$$

Поэтому при $R = 0{,}5$ и $f_0 = 70$ МГц, когда $\Delta\rho_{\text{к}} \approx 534$ м и $\sqrt{\ln R^{-1}} \approx 0{,}832$ размер антенной системы из $n = 4$ антенн составляет значительную величину:

$$\Delta\rho_a = 3\Delta\rho = 3\Delta\rho_{\text{к}} \cdot 0{,}832 \approx 2{,}5\Delta\rho_{\text{к}} = 2{,}5 \cdot 534 = 1333 \text{ м}. \qquad (3.32)$$

Анализ (3.31) указывает на возможность существенного уменьшения размеров антенной системы $\Delta\rho_a$ при увеличении числа антенн n за счет увеличения в них корреляции замираний R. Например, при сохранении

$f_0 = 70$ МГц и $\Delta\rho_к \approx 534$ м применение $n = 10$ антенн при сильной корреляции замираний $R = 0{,}98$, достигаемой согласно (3.30б) при $\Delta\rho = \Delta\rho_к \sqrt{\ln R^{-1}} = 0{,}142\Delta\rho_к \approx 76$ м, обеспечивает уменьшение размера антенной системы почти в 2 раза

$$\Delta\rho_a = 9\Delta\rho = 9\Delta\rho_к \cdot 0{,}142 \approx 1{,}28\Delta\rho_к = 682 \text{ м}. \qquad (3.33)$$

При этом согласно рис. 3.7 при $n = 10$ и $R = 0{,}98$ обеспечивается такое же значение $h^2_{\text{доп}\,n} \approx 17$ дБ, как и при $n = 4$ и $R = 0{,}5$.

Таким образом, разработана методика прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах ($f_0 = 60...80$ МГц) при использовании пространственно-разнесенного приема сигналов на несколько ($n \geq 4$) антенн, которая позволяет получить искомую зависимость (1.131) $P_{\text{ош}} = \psi[h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ n,\ R(\Delta\rho,\ f_0)]$ в два этапа:

1) численного расчета и построения графиков рис. 3.4–3.6 зависимости $P_{\text{ош}} = \psi(h^2,\ n,\ R)$ на основе разработанной программы вычисления собственных значений ($\lambda_k = \psi(KQ)$) полученной корреляционной матрицы (3.18) $KQ = \psi(\overline{h^2},\ R,\ n)$ для известной общей формулы (3.12) $P_{\text{ош}} = \psi(\lambda_k)$;

2) установления аналитической зависимости (3.27) $R = \psi(\Delta\rho,\ f_0)$ коэффициента корреляции замираний в разнесенных на расстояние $\Delta\rho$ антеннах от выбора несущей частоты f_0 на основе определения взаимосвязи (3.26) $\Delta\rho_к \sim f_0$ интервала пространственной корреляции трансионосферного КС $\Delta\rho_к$ с частотой f_0.

Указанные результаты разработки методики (рис. 3.4–3.6 и формула (3.27)) позволяют установить искомую зависимость (1.126а) $h^2_{\text{доп}\,n} = = \psi(P_{\text{ош доп}},\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho,\ f_0))$ также в два этапа:

1) определения аналитической зависимости (3.30) $\Delta\rho = \psi(f_0, R)$ разноса приемных антенн от выбора частоты f_0 в трансионосферном КС для

обеспечения требуемого коэффициента корреляции замираний R в антеннах на основе выражения (3.27);

2) построения графиков (рис. 3.7) зависимости $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi(P_{\text{ош доп}},\ n,\ R)$ на основе графиков рис. 3.4–3.6 зависимости $P_{\text{ош}} = \psi(\overline{h^2},\ n,\ R)$.

3.3 Методика оценки коэффициента энергетической скрытности ССС с использованием пониженных частот и пространственно-разнесенного приема

В п. 1.3. была обоснована возможность достижения в ССС коэффициента энергетической скрытности (1.88) $\gamma_{\text{ЭС}} = 34$ дБ путем понижения несущей частоты (f_0) до значений, обеспечивающих возникновение быстрых замираний рэлеевского типа ($\gamma^2 = 0$), и применения пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны при $\Delta\rho = \infty$ и обеспечении некоррелированности быстрых замираний ($R = 0$).

Напомним, что для уточненной оценки энергетической скрытности ССС $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}}$ необходимо знать зависимости (1.125а) и (1.126а):

$$h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп БЗ}} = \psi\ [P_{\text{ош доп}}, W^2_{\text{БЗ}}(f_0)] \equiv \psi[P_{\text{ош доп}}, \gamma^2(f_0)] = \psi(P_{\text{ош доп}}, f_0)\ ,$$

$$h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп}\,n} = \psi(P_{\text{ош доп}},\ n,\ \Delta\rho,\ W^2_{\text{БЗ}}(f_0)) \equiv \psi(P_{\text{ош доп}},\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0))\ .$$

Зависимость (1.125а) получена в п. 3.1 и представлена на рис. 3.2. Согласно последней наиболее предпочтительным представляется выбор для ССС пониженных частот в диапазоне $f_0 = 60...80$ МГц, где наблюдаются несущественное поглощение принимаемых сигналов при почти рэлеевском $\gamma^2 \equiv \gamma^2_{\text{БЗ}} = 0{,}9...2$ характере их замираний, обуславливающем необходимость обеспечения $h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп р}} = 49...46$ дБ.

Зависимость (1.126а) получена в п. 3.2 и представлена в виде графиков (рис. 3.7) $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi(P_{\text{ош доп}} = 10^{-5},\ n,\ R)$ и формулы (3.30) $\Delta\rho = \psi(R,\ f_0)$. Согласно результатам п. 3.2 при выборе $f_0 = 70$ МГц, когда $\Delta\rho_{\text{к}} \approx 534$ м (см. рис. 3.9) и разноса антенн $\Delta\rho \approx 443$ м в них обеспечивается коэффициент корреляции замираний (3.15) $R = R_{\text{БЗ}} = \exp[-(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})^2] = 0{,}5$. При таком $R = 0{,}5$ для достижения $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ потребуется обеспечить $h^2_{\text{доп}\,n} \approx 17$ дБ при кратности разнесения антенн $n = 4$ (см. рис. 3.7). В этом случае в ССС коэффициент энергетической скрытности будет равен

$$\gamma_{\text{ЭС}} = \frac{h^2_{\text{доп р}}}{h^2_{\text{р}}} = \frac{h^2_{\text{доп БЗ}}}{h^2_{\text{доп}\,n}} = h^2_{\text{доп БЗ (дБ)}} - h^2_{\text{доп}\,n\ \text{(дБ)}} = \\ = (49...46) - 17 = 32...29 \text{ дБ}. \tag{3.34}$$

Для повышения точности оценки энергетической скрытности ССС ($\gamma_{\text{ЭС}}$) в диапазоне $f_0 = 60...80$ МГц представляется целесообразным получить зависимость (1.126) в виде аналогичного рис. 3.2 графика

$$h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп}\,n} = \psi(\,f_0 = 60...80 \text{ МГц})\ ,\ \text{при}$$

$$P_{\text{ош доп}} = 10^{-5};\ \Delta\rho = const;\ n = 4,\ 8,\ 10.$$

Последний приведен на рис. 3.10 на основе формулы (3.26) и результатов рис. 3.9 для расчета $\Delta\rho_{\text{к}} \sim f_0$, вычисления (3.15) $R = \exp[-(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})^2]$ при неизменном $\Delta\rho \approx 443$ м и использования графика (рис. 3.7) зависимости $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{р}} = \psi(R)$ при $n = 4,\ 8,\ 10$ и $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$. Здесь же штрихпунктирной линией показан график рис. 3.2 зависимости $h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп р}} = \psi\ (f_0)$ для случая применения (в ПРМ радиоперехвата) одиночного ($n = 1$) НК приема.

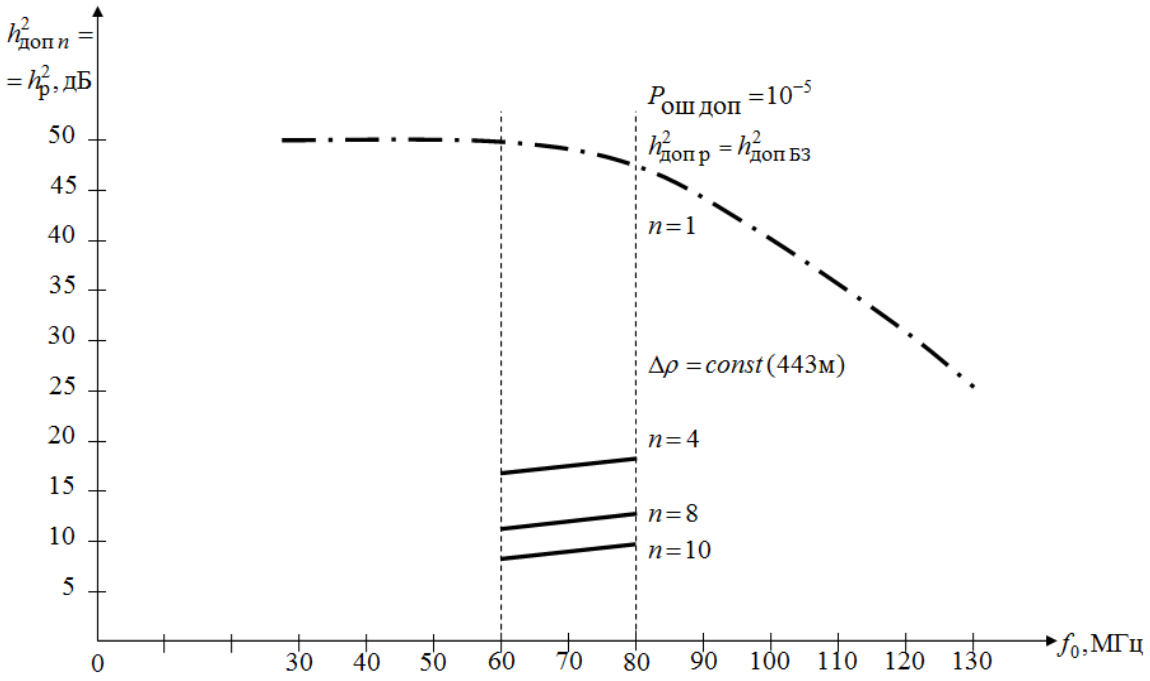


Рисунок 3.10 – Зависимость фактического ($h^2_{\text{р}}$) и допустимого ($h^2_{\text{доп р}}$) отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ от несущей частоты (f_0) при использовании в ПРМ ССС разнесения на n антенн

Отметим, что в диапазоне пониженных частот $f_0 = 60...80$ МГц согласно рис. 3.9 и табл.3.3 интервал пространственной корреляции быстрых замираний будет разным: $\Delta\rho_{\text{к}} = 455...609$ м, а коэффициент корреляции быстрых замираний при неизменном разносе антенн $\Delta\rho = 443$ м составляет $R = \exp[-(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}})^2] = 0,6...0,4$.

В соответствии с рис. 3.10 коэффициент энергетической скрытности ССС при использовании пониженных несущих частот в диапазоне $f_0 = 60...80$ МГц и пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны составляет:

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} \approx 49 - 16,5 = 32,5 \text{ дБ}, \text{ при } f_0 = 60 \text{ МГц},$$
$$\gamma_{\text{ЭС}} \approx 48 - 17 = 31 \text{ дБ}, \text{ при } f_0 = 70 \text{ МГц}, \qquad (3.35)$$
$$\gamma_{\text{ЭС}} \approx 46 - 17,5 = 28,5 \text{ дБ}, \text{ при } f_0 = 80 \text{ МГц}.$$

Если использовать разнесенный прием на $n=8$ антенн, то коэффициент энергетической скрытности при $f_0 \approx 70$ МГц возрастет до $\gamma_{ЭС} \approx 48-11=37$ дБ, а при $n=10$ – до $\gamma_{ЭС} \approx 48-8=40$ дБ.

Анализ рис. 3.10 показывает, что при неизменном разносе антенн $\Delta\rho = 433$ м $= const$ обеспечивается неодинаковый коэффициент корреляции (R) и энергетической скрытности ССС ($\gamma_{ЭС}$) в диапазоне пониженных частот $f_0 = 60...80$ МГц: от $\gamma_{ЭС} = 32{,}5$ дБ при $R \approx 0{,}4$ до $\gamma_{ЭС} = 28{,}5$ дБ при $R \approx 0{,}6$.

Уменьшить разброс $\gamma_{ЭС}$ можно, если обеспечить изменение разноса антенн $\Delta\rho = \vartheta ar$ в зависимости от частоты f_0 в соответствии с выражением (3.30) $\Delta\rho = \Delta\rho_к \sqrt{\ln R^{-1}} \sim f_0 \sqrt{\ln R^{-1}}$ для поддержания неизменности коэффициента корреляции замираний $R = 0{,}5 = const$. В этом случае зависимости $h^2_{доп\,n} = \psi(f_0)$ будут иметь вид, приведенный на рис. 3.11.

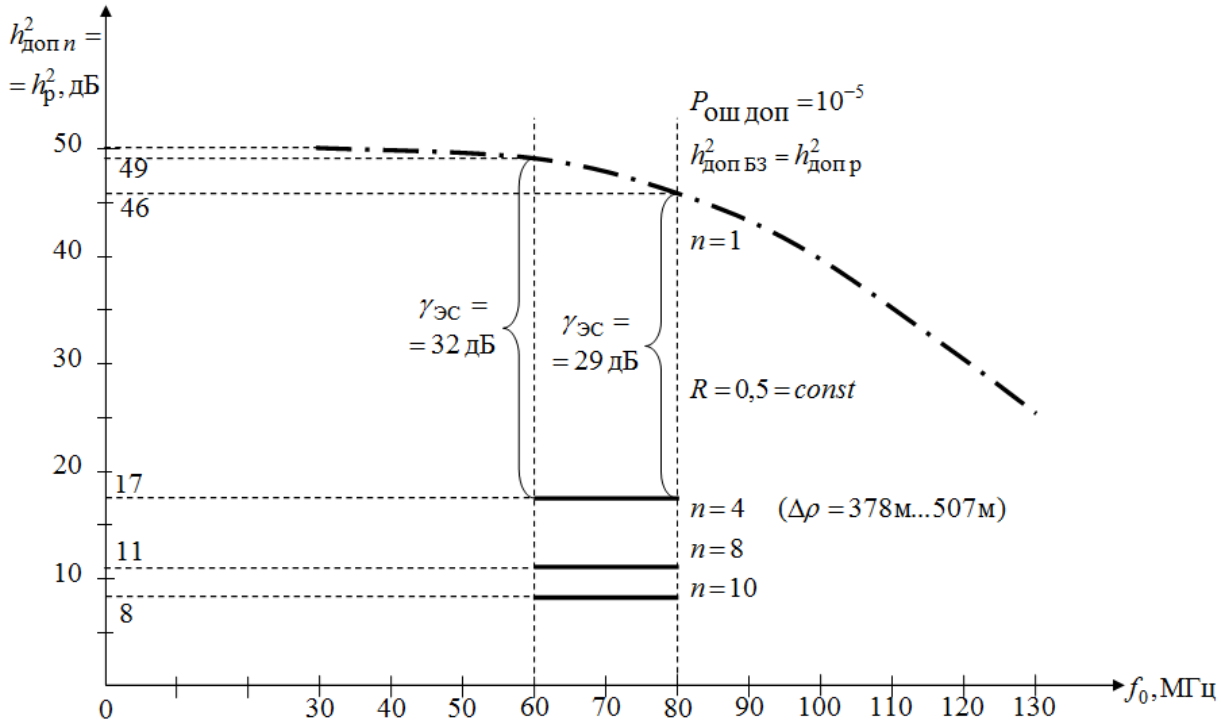


Рисунок 3.11 – Зависимости фактического ($h^2_р$) и допустимого ($h^2_{доп\,р}$) отношения С/Ш от несущей частоты (f_0) при использовании в ССС нескольких (n) антенн

В соответствии с рис. 3.11 коэффициент энергетической скрытности ССС при использовании пониженных частот в диапазоне $f_0 = 60...80$ МГц и пространственно разнесенного приема на $n = 4$ антенны с различным разносом $\Delta\rho$ и одинаковой корреляцией замираний ($R = 0,5$) составляет:

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = 49 - 17 = 32 \text{ дБ, при } \Delta\rho = 378 \text{ м, } f_0 = 60 \text{ МГц;}$$

$$\gamma_{\text{ЭС}} = 48 - 17 = 31 \text{ дБ, при } \Delta\rho = 443 \text{ м, } f_0 = 70 \text{ МГц.} \qquad (3.36)$$

$$\gamma_{\text{ЭС}} = 46 - 17 = 29 \text{ дБ, при } \Delta\rho = 507 \text{ м, } f_0 = 80 \text{ МГц.}$$

Сравнение (3.36) и (3.35) показывает, что при поддержании постоянного коэффициента корреляции замираний $R = 0,5$ за счет адаптации пространственного разноса антенн $\Delta\rho$ к изменению $\Delta\rho_{\text{к}} \sim f_0$ обеспечивается меньший разброс энергетической скрытности ССС $\gamma_{\text{ЭС}} = 32...29$ дБ, чем при неизменности $\Delta\rho$ и изменении $R = 0,4...0,6$, когда $\gamma_{\text{ЭС}} = 32,5...28,5$ дБ.

Таким образом, полученные в п. 3.1 и п. 3.2 искомые результаты разработки методик прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах при использовании одиночного ($n = 1$) НК приема (1.125) $h^2_{\text{доп р}} = \psi\ (P_{\text{ош доп}, f_0})$ в виде рис. 3.2 и пространственно-разнесенного приема (1.126а) $h^2_{\text{р}} = \psi\ (P_{\text{ош доп}}, n, R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0))$ в виде графиков рис. 3.7 и формулы (3.30) позволяют получить искомые (1.134) оценки энергетической скрытности ССС $\gamma_{\text{ЭС}} = \psi\ (P_{\text{ош доп}}, f_0, n, R_{\text{БЗ}})$.

Эти оценки энергетической скрытности ССС на пониженных частотах $f_0 = 60...80$ МГц при $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ и $n = 4; 8; 10$ приведены на рис. 3.10 (для случая $\Delta\rho = const$) и рис. 3.11 (для случая $R = \psi(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}) = 0,5 = const$).

Согласно последним при $n = 4$ коэффициент энергетической скрытности ССС при частотах $f_0 = 60...80$ МГц достигает $\gamma_{\text{ЭС}} = 32...29$ дБ.

3.4 Выводы

1. Искомая зависимость (1.129) $P_{\text{ош}} = \psi\ [h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ \gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0)]$ получена на основе известной формулы (3.7) $P_{\text{ош}} = \psi\ (h^2,\ \gamma^2)$ и найденных ранее выражений для множителя поглощения мощности волны в ионосфере (2.82, 2.144) $W_{\text{П}}^2(f_0) \sim \overline{N}_m \nu_{\text{Э}} z_{\text{Э}}\ \text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}} \big/ f_0^2$ и дисперсии нормированного коэффициента передачи многолучевого КС (2.189) $<\epsilon_{\text{н}}^2> \equiv < W_{\text{БЗ}}^2 > = \alpha_{\text{р}}^2 + 2\sigma_{\text{в}}^2$. Отношение регулярной и флуктуационной составляющих указанного коэффициента (3.8) $\gamma^2 = \gamma_{\text{БЗ}}^2 = \alpha_{\text{р}}^2 \big/ 2\sigma_{\text{в}}^2 \sim 1 \big/ \sigma_{\varphi}^2 \sim f_0^2 \big/ \sigma_{\Delta N}^2$ зависит от несущей частоты (f_0) через величину дисперсии флуктуаций фазового фронта волны на выходе ионосферы (2.187, 3.9) $\sigma_{\varphi}^2 \sim \sigma_{\Delta N}^2 \big/ f_0^2$.

2. Анализ графиков (рис. 3.1) зависимости $P_{\text{ош}} = \psi\ (f_0)$ вероятности ошибочного приема сигналов в ССС от несущей частоты с учетом поглощения $W_{\text{П}}^2(f_0)$ и глубины быстрых замираний $\gamma^2(f_0)$ показывает, что наиболее целесообразным представляется выбор частоты в диапазоне $f_0 = 60...80$ МГц, где характер быстрых замираний близок к рэлеевскому ($\gamma^2 = 0{,}9...2$), а поглощение в ионосфере еще невелико ($W_{\text{П}}^2 < -1... - 5$ дБ).

3. Из рис. 3.1 получен график (рис. 3.2) искомой (1.125) зависимости $h_{\text{доп БЗ}}^2 = h_{\text{доп р}}^2 = \psi\ (P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}, f_0)$. Анализ ее показывает, что при выборе пониженной несущей частоты в диапазоне $f_0 = 60...80$ МГц потребуется увеличить отношение С/Ш на входе ПРМ с традиционной для $f_0 \sim 1$ ГГц величины $h_{\text{доп}}^2 \approx 13$ дБ до значений $h_{\text{доп БЗ}}^2 = h_{\text{доп}}^2\, \Gamma_{\text{БЗ}} = 49...46$ дБ (путем введения коэффициента защиты от быстрых замираний $\Gamma_{\text{БЗ}} = 36...33$ дБ).

4. Разработана методика прогнозирования ПУ ССС на пониженных частотах ($f_0 = 60...80$ МГц) при использовании пространственно-разнесенного приема сигналов на несколько ($n \geq 4$) антенн, которая позволяет получить

искомую зависимость (1.131) $P_{\text{ош}} = \psi\ [h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ n, R_{\text{БЗ}}\ (\Delta\rho,\ f_0)]$ в два этапа:

– численного расчета и построения графиков рис. 3.4 – 3.6 зависимости $P_{\text{ош}} = \psi\ (h^2,\ n,\ R)$ на основе разработанной программы вычисления собственных значений ($\lambda_k = \psi(KQ)$) полученной корреляционной матрицы (3.18) $KQ = \psi\ (h^2, n,\ R)$ для известной общей формулы (3.12) $P_{\text{ош}} = \psi\ (\lambda_k,\ n, R_{\text{БЗ}})$;

– установления аналитической зависимости (3.27) $R \equiv R_{\text{БЗ}} = \psi\ (\Delta\rho,\ f_0)$ коэффициента корреляции замираний в разнесенных на расстояние $\Delta\rho$ антеннах от выбора несущей частоты f_0 на основе определения взаимосвязи (3.26) $\Delta\rho_{\text{к}} \sim 1/\sigma_\varphi \sim f_0/\sigma_{\Delta N}$ интервала пространственной корреляции замираний трансионосферного КС $\Delta\rho_{\text{к}}$ с частотой f_0.

5. Указанные результаты разработки методики (рис. 3.4 – 3.6 и формула (3.27)) позволяют установить искомую зависимость (1.126) $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi\ (P_{\text{ош доп}}, n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho,\ f_0))$ также в два этапа:

– определения аналитической зависимости (3.30) $\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{к}}\sqrt{-\ln R} = \psi\ (f_0, R)$ разноса приемных антенн от выбора частоты f_0 в трансионосферном КС для обеспечения требуемого коэффициента корреляции замираний $R = R_{\text{доп}}$ в антеннах на основе выражения (3.27);

– построения графиков (рис. 3.7) зависимости $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi\ (P_{\text{ош доп}}, n,\ R)$ на основе графиков рис. 3.4–3.6 $P_{\text{ош}} = \psi(h^2, n,\ R)$.

6. Анализ установленной согласно (3.30) и рис. 3.7 зависимости $h^2_{\text{доп}\,n} = \psi\ (P_{\text{ош доп}} = 10^{-5},\ n,\ R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)$ показывает, что при использовании в ССС пониженной частоты $f_0 = 60...80$ МГц и пространственно разнесенного приема на $n = 4$ антенны с интервалом $\Delta\rho \approx 443$ м, обеспечивающем коэффициент корреляции замираний $R \equiv R_{\text{БЗ}} = 0{,}5$, для достижения

$P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ потребуется увеличить отношение С/Ш на входе ПРМ с $h^2_{\text{доп}} \approx 13$ дБ до $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{доп}}\,\Gamma_{\text{БЗ}\,n} \approx 17$ дБ.

7. Сравнение установленных значений (рис. 3.11) допустимых отношений С/Ш для ССС с пониженными частотами $f_0 = 60...80$ МГц при использовании пространственно-разнесенного приема на $n = 4$ антенны $h^2_{\text{доп}\,n} = h^2_{\text{р}} \approx 17$ дБ и одиночного $(n = 1)$ приема $h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп р}} \approx 49...46$ дБ указывает на возможность достижения коэффициента энергетической скрытности (3.34) $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} \approx 32...29$ дБ. Последний лишь немного меньше значения (1.88) $\gamma_{\text{ЭС}} = 34$ дБ, достигаемого при обеспечении: а) быстрых замираний рэлеевсого типа на частотах $f_0 \approx 30...60$ МГц, где РРВ сопровождается большим поглощением в ионосфере $(W^2_{\text{П}} < -5$ дБ); б) некоррелированности быстрых замираний в антеннах ($R_{\text{БЗ}} = 0$), реализуемой только при бесконечном их разносе ($\Delta\rho = \infty$).

4. РАЗРАБОТКА ПРАКТИЧЕСКИХ РЕКОМЕНДАЦИЙ ПО ПОВЫШЕНИЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ ССС ПРИ БЛИЗКОМ РАЗМЕЩЕНИИ ПРИЕМНИКА РАДИОПЕРЕХВАТА

4.1 Обоснование путей повышения энергетической скрытности ССС за счет применения пониженной несущей частоты и пространственно-разнесенного приема

Основные пути повышения высокой энергетической скрытности ССС ($\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} \sim 30$ дБ) при близком размещении ПРМ ССС и ПРМ РПХ (когда $h^2 = h^2_{\text{р}}$) за счет применения пониженной несущей частоты ($f_0 = 60...80$ МГц) и приема сигналов на $n \geq 4$ разнесенных антенн можно уяснить на основе анализа рис. 3.11. Согласно последнему для повышения коэффициента $\gamma_{\text{ЭС}}$ необходимо увеличить допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ РПХ, использующего одну ($n = 1$) антенну $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп БЗ}}$, по сравнению с фактическим отношением С/Ш $h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп } n}$, равным допустимому отношению С/Ш на входе близко расположенного ПРМ ССС с использованием нескольких ($n \geq 4$) антенн.

Как известно [7, 119, 120], при разнесенном приеме наибольшая эффективность (т.е. отличие $h^2_{\text{доп } n}$ от $h^2_{\text{доп БЗ}}$) достигается в КС с рэлеевскими быстрыми замираниями, а наименьшая – в КС без замираний. Поэтому для достижения максимального коэффициента энергетической скрытности ССС (1.88)

$$\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп БЗ}} \big/ h^2_{\text{доп } n} \qquad (4.1)$$

в спутниковом КС необходимо обеспечить возникновение рэлеевских быстрых замираний (т.е. коэффициент глубины быстрых замираний $\gamma^2 = \alpha^2_{\text{р}} \big/ 2\sigma^2_{\text{в}} = P_{\text{р}} / P_{\text{фл}} = 0$) за счет понижения несущей частоты f_0. Однако согласно данным табл. 3.1 и рис. 3.1 даже при минимальном значении несущей

частоты ($f_0 = f_{0\min}$) для ее распространения сквозь ионосферу, принятом $f_0 = 30\,\text{МГц}$, в спутниковом КС возникают не рэлеевские ($\gamma^2 = 0$), а глубокие райсовские быстрые замирания ($\gamma^2 \approx 0,06...0,4$).

Напомним, что при райсовских быстрых замираниях принимаемых сигналов в ССС ее помехоустойчивость определяется выражением (3.7)

$$P_{\text{ош}} = \frac{\gamma^2 + 1}{h^2 + 2\,(\gamma^2 + 1)} \exp\left[-\frac{\gamma^2 h^2}{h^2 + 2\,(\gamma^2 + 1)} \right] = \psi\,(h^2, \gamma^2)\,. \qquad (4.2)$$

Здесь h^2 – отношение С/Ш на входе ПРМ в отсутствие быстрых замираний (равное среднему отношению С/Ш при наличии быстрых замираний: $\overline{h^2} = h^2$) описывается согласно (3.1, 3.5, 3.6, 1.100) произведением

$$h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0)\,, \qquad (4.3)$$

где

$$h_0^2 = \frac{P_t G_t \eta_t G_r \eta_r W_0^2(f_0) B_s}{k_{\text{Б}} T_{\text{Э}} \Delta F_0} = \frac{P_{ro} B_s}{P_0} = \frac{E_{ro}}{N_0} \qquad (4.4)$$

– отношение энергии принимаемого сигнала с учетом ослабления его только в свободном пространстве $E_{r0} = P_{r0} T_s \sim W_0^2(f_0)$ к спектральной плотности мощности шума $N_0 = P_0 / \Delta F_0$ в полосе сигнала ΔF_0;

$$\begin{aligned} W_{\text{П}}^2(f_0) &= \exp(-2,7 \cdot 10^{-7} \overline{N}_{\text{Т}} \nu_{\text{Э}} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}} \,/\, f_0^2) = \\ &= \exp(-2,7 \cdot 10^{-7} \overline{N}_m z_{\text{Э}} \nu_{\text{Э}} \operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}} \,/\, f_0^2) \le 1 \end{aligned} \qquad (4.5)$$

– множитель ослабления мощности P_{r0} (энергии E_{r0}) принимаемого сигнала из-за поглощения в ионосфере при РРВ под углом возвышения (места) $\alpha_{\text{Т}}$.

В (4.5) средние значения интегральной ЭК и интегрального произведения ЭК и ЭЧСЭ соответствуют случаю нормальной среднеширотной ионосферы (3.10, 2.20):

$$\overline{N}_{\text{Т}} = \overline{N}_m z_{\text{Э}} \approx 2 \cdot 10^{12} \cdot 2,55 \cdot 10^5 = 5,1 \cdot 10^{17}\ \text{эл}/\text{м}^2\,, \qquad (4.6)$$

$$\overline{N}_{\text{Т}} \nu_{\text{Э}} = \overline{N}_m z_{\text{Э}} \nu_{\text{Э}} \approx 5,1 \cdot 10^{17} \cdot 2,87 \cdot 10^3 = 1,41 \cdot 10^{21}\ \text{эл}/\text{м}^2\text{с}. \qquad (4.7)$$

Входящий в (4.4) множитель ослабления мощности сигнала в свободном пространстве определяется с учетом наклонного РРВ ($\alpha_{\text{Т}} = 5^{\circ}...90^{\circ}$) как (2.85)

$$W_0^2(f_0) = (c/4\pi f_0 z \text{ cosec } \alpha_{\text{Т}})^2 = \left[c/4\pi f_0 (z_0 + z_{\text{Э}} + z_1) \text{ cosec } \alpha_{\text{Т}}\right]^2. \quad (4.8)$$

Отношение (γ^2) мощностей регулярной и флуктуационной составляющих коэффициента передачи трансионосферного КС определяется только величиной СКО флуктаций фазового фронта волны (σ_φ) на выходе неоднородной ионосферы согласно выражениям (3.8, 3.9):

$$\gamma^2 = \alpha_{\text{р}}^2 \big/ 2\sigma_{\text{в}}^2 = 1\big/[\exp(\sigma_\varphi^2) - 1] = \psi(\sigma_\varphi)\ , \quad (4.9)$$

$$\sigma_\varphi \approx \frac{80{,}8\pi}{c} \cdot \frac{\sigma_{\Delta N}}{f_0} (\sqrt{\pi} l_s z_{\text{Э}} \text{ cosec } \alpha_{\text{Т}})^{0{,}5} = A \cdot \frac{\sigma_{\Delta N}}{f_0} \sqrt{\text{cosec } \alpha_{\text{Т}}} = \\ = A(\overline{N}_m \beta_u \big/ f_0) \sqrt{\text{cosec } \alpha_{\text{Т}}}\ , \quad (4.10)$$

где

$$A = (80{,}8\pi/c)\ (\sqrt{\pi} l_s z_{\text{Э}})^{0{,}5} \approx 1{,}6 \cdot 10^{-2} [\text{м}^3/\text{с}] = const \quad (4.11)$$

– постоянный коэффициент (при $z_{\text{Э}} \approx 2{,}55 \cdot 10^5$ м, $l_s \approx 390$ м [64, 76]);

$$\sigma_{\Delta N} = \overline{N}_m \beta_u \approx 2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 10^9 (\text{эл}/\text{м}^3) \quad (4.12)$$

– СКО флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы.

Зависимость (4.8) $\gamma^2 = \psi(\sigma_\varphi)$ приведена на рис. 4.1.

В соответствии с выражением (4.2) допустимое значение отношения С/Ш на входе ПРМ ($h^2_{\text{доп}}$) определяется по зависимости $P_{\text{ош}} = \psi\ (h^2, \gamma^2)$ при допустимой величине вероятности ошибки ($P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$) и существенно зависит от параметра γ^2 глубины замираний:

$$h^2_{\text{доп}} = \psi^{-1}(P_{\text{ош доп}}, \gamma^2)\ , \quad (4.13)$$

где ψ^{-1} – функция, обратная ψ.

Поскольку аналитическую зависимость (4.13) определить затруднительно, на рис. 4.2 приведен график этой зависимости.

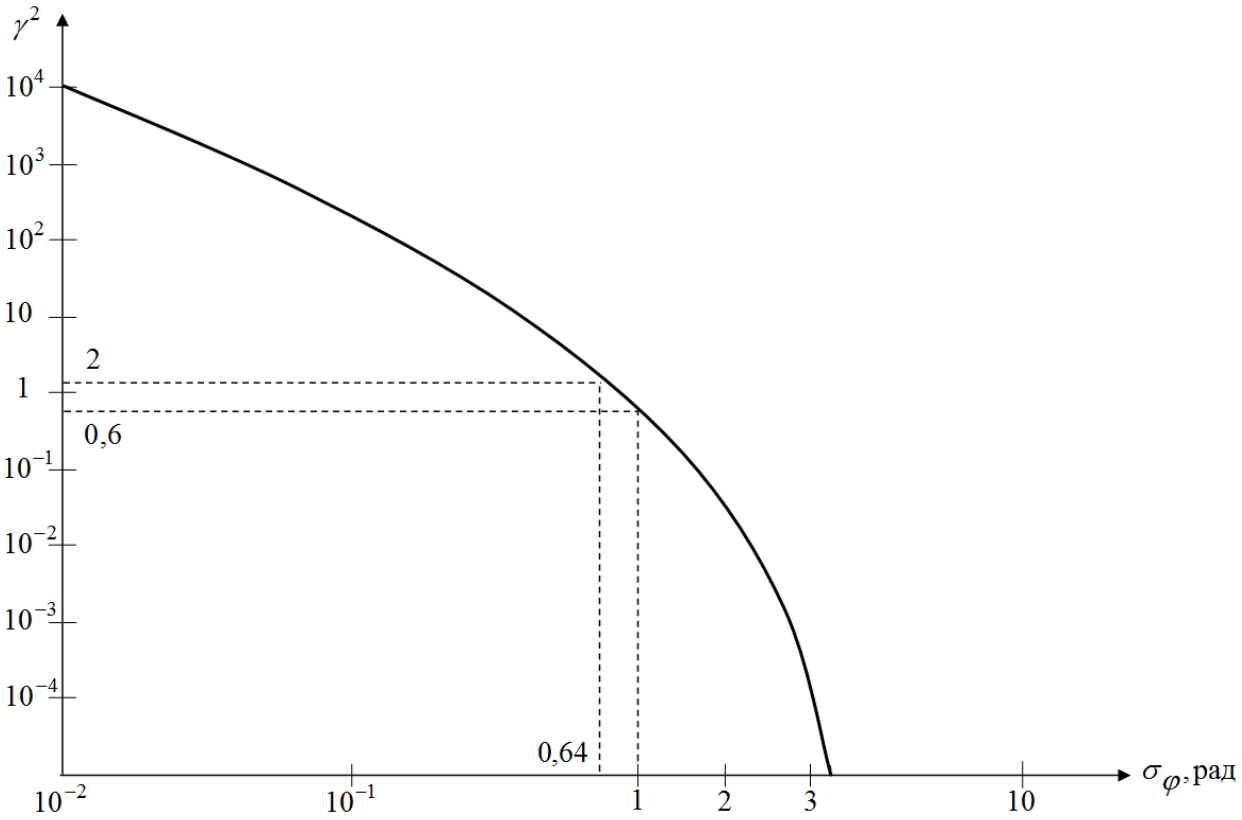


Рисунок 4.1 – Зависимость параметра глубины замираний (γ^2) в трансионосферном канале от СКО флуктуаций фазового фронта (σ_φ) волны на выходе ионосферы

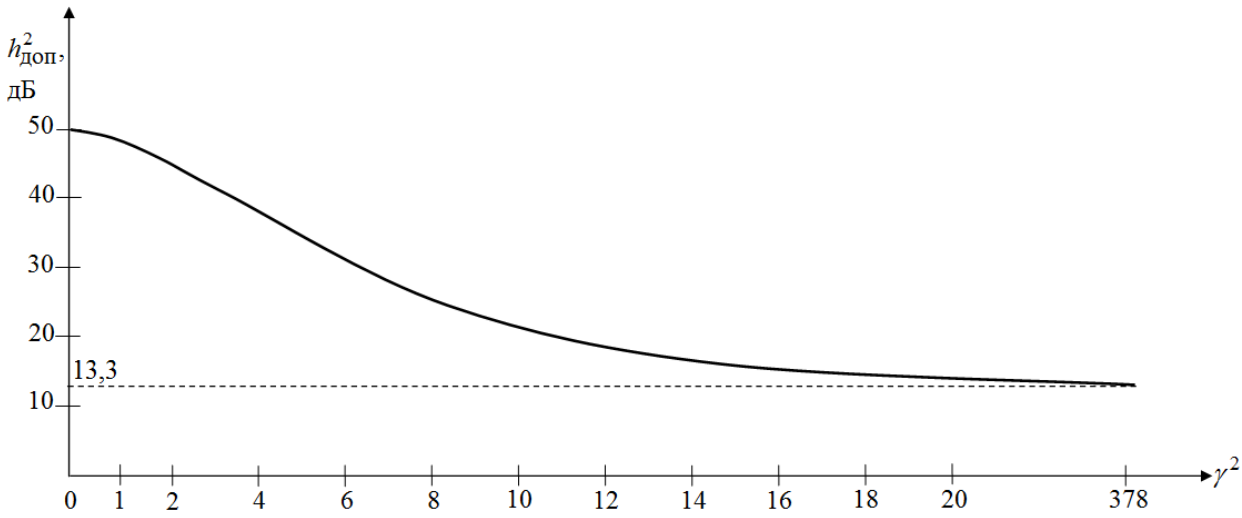


Рисунок 4.2 – Зависимость допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ ($h^2_{\text{доп}}$) от параметра глубины замираний (γ^2)

В соответствии с выражением (4.10) СКО флуктуаций фазового фронта ($\sigma_\varphi \sim \overline{N}_m \beta_u \sqrt{\text{cosec}\,\alpha_\text{T}} \big/ f_0$) выходной волны связано с ее несущей частотой (f_0) обратно пропорциональной зависимостью, приведенной на рис. 4.3. Эта зависимость соответствует результатам табл. 3.1 при угле $\alpha_\text{T} = 25^\circ$ и исходных данных (3.10):

$$\overline{N}_m = 2 \cdot 10^{12} \text{ эл/м}^3 \;;\; \beta_u = 10^{-3} \;;\; \sigma_{\Delta N} = \overline{N}_m \beta_u = 2 \cdot 10^9 \text{ эл/м}^3.$$

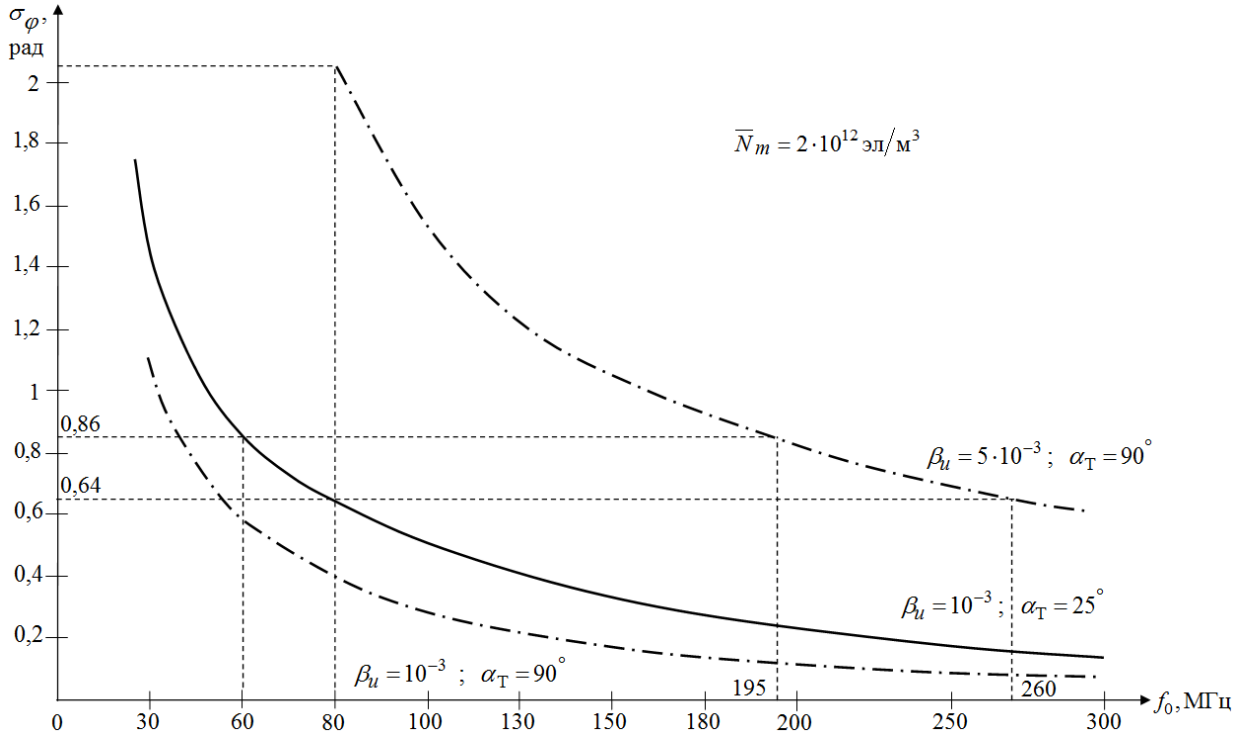


Рисунок 4.3 – Зависимость СКО флуктуаций фазового фронта (σ_φ) выходной волны от выбора несущей частоты (f_0) и параметров ионосферы ($\sigma_{\Delta N} = \overline{N}_m \beta_u$)

При увеличении угла возвышения (места) с $\alpha_\text{T} = 25^\circ$ до $\alpha_\text{T} = 90^\circ$ величина $\sigma_\varphi \sim \sqrt{\text{cosec}\,\alpha_\text{T}}$ уменьшается в $1{,}54$ раза (нижняя кривая на рис. 4.3). При увеличении интенсивности неоднородностей с $\beta_u = 10^{-3}$ до $\beta_u = 5 \cdot 10^{-3}$

величина $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N} = \beta_u \overline{N}_m$ возрастает в $5/1,54 = 3,25$ раз (верхняя кривая на рис. 4.3).

Анализ рис. 4.3 и выражения (4.10)

$$\sigma_\varphi = A\ (\sigma_{\Delta N} / f_0)\ \sqrt{\text{cosec}\ \alpha_\text{Т}} = A\ (\overline{N}_m \beta_u / f_0)\ \sqrt{\text{cosec}\ \alpha_\text{Т}}\ ,$$

где $A = (80{,}8\ \pi/c)\ (\sqrt{\pi} l_s z_\text{Э})^{0{,}5}$, показывает, что СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородного ионосферного слоя слабо зависит от угла РРВ ($\alpha_\text{Т}$), эквивалентной толщины слоя ($z_\text{Э}$) и характерных размеров неоднородностей (l_s) и в основном определяется несущей частотой (f_0) и СКО флуктуаций ЭК в неоднородностях: $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N} = \overline{N}_m \beta_u$. Последняя представляет собой произведение максимальной средней (фоновой) ЭК ($\overline{N}_m$) на интенсивность ионосферных неоднородностей ($\beta_u = \sigma_{\Delta N} / \overline{N}_m$).

Первый сомножитель ($\overline{N}_m$) можно оценить с достаточно высокой точностью с помощью станций вертикального ионосферного зондирования (СВИЗ) коротковолнового (КВ) диапазона ($f_0 = 3...30$ МГц) [22, 29, 34, 43, 103, 123, 124]. Они измеряют высотно-частотную характеристику ионосферы, т.е. зависимость действующей высоты ($h_\text{д}$) отражения от ионосферы вертикально ($\alpha_\text{Т} = 90^\circ$) направленной волны от ее частоты $f_\text{в}$. Последняя зависит только от изменения по высоте (h) ЭК в ионосфере $N(h)$ как

$$f_\text{в} = \sqrt{80{,}8 N(h)}\ . \qquad (4.14)$$

Согласно (4.14) высоте максимума ионизации ионосферы $h = h_m$ соответствует критическая частота

$$f_\text{кр} = \sqrt{80{,}8\ N(h_m)} = \sqrt{80{,}8 N_m}\ . \qquad (4.15)$$

Пример высотно-частотной характеристики слоя F нормальной ионосферы приведен на рис. 4.4 а. Величина $f_\text{кр}$ измеряется по высотно-частотной характеристике как значение $f_\text{в}$, при котором $h_\text{д}$ стремится к бесконечности, т.е. $f_\text{кр} = f_\text{в}(h_\text{д} \to \infty)$.

В условиях возмущений (т.е. изменения параметров) ионосферы типа ее диффузности вид высотно-частотной характеристики изменяется: происходит ее расширение (особенно верхней части), как показано на рис. 4.4б.

Согласно рис. 4.4б при любом неизменном значении $h_д = const$ величина $f_в$ имеет некоторую регулярную (среднюю) составляющую $\overline{f}_в$ (показанную штрихпунктирной линией). Поэтому при $h_д \to \infty$ можно приблизительно оценить среднее значение критической частоты (4.14):

$$\overline{f}_{кр} = \left\langle f_{кр} \right\rangle = \sqrt{80{,}8 \left\langle N_m(h) \right\rangle} = \sqrt{80{,}8\ \overline{N}_m}\ . \qquad (4.16)$$

По измеренному значению $\overline{f}_{кр}$ (рис. 4.4б) затем можно оценить $\overline{N}_m$ из выражения (4.16) как

$$\overline{N}_m = \overline{N(h_m)} = \left\langle N(h_m) \right\rangle = (\overline{f}_{кр})^2 \big/ 80{,}8 \approx 1{,}24 \cdot 10^{-2} (\overline{f}_{кр})^2. \qquad (4.17)$$

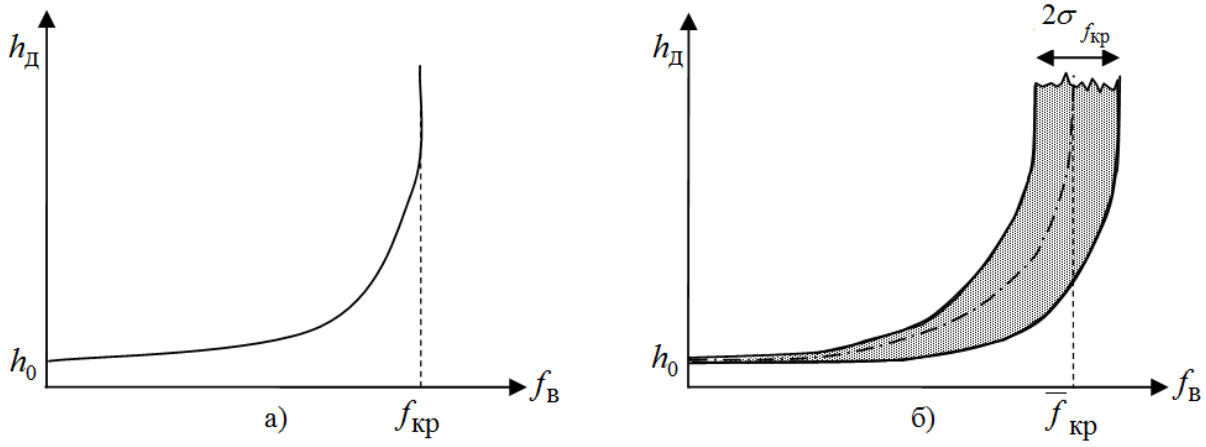


Рисунок 4.4 – Высотно-частотные характеристики нормальной ионосферы (а) и в условиях ее диффузности (б)

Второй сомножитель (β_u), определяющий величину $\sigma_{\Delta N} = \overline{N}_m \beta_u$, согласно рис. 4.3 сильно влияет на величину $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N} \big/ f_0$. Согласно экспериментальным данным [5, 25, 26, 30, 50, 91, 135] интенсивность неоднородностей ионосферы может меняться на порядок: $\beta_u = 10^{-3} ... 10^{-2}$. Однако способы измерения β_u до сих пор не разработаны.

Проанализируем качественно влияние возрастания интенсивности неоднородностей ионосферы (β_u) на допустимое отношение С/Ш на входе ПРМ ($h^2_{\text{доп}}$) при неизменной частоте сигнала $f_0 = const$ с помощью рис. 4.1–4.3. Например, при $f_0 = 80$ МГц, $\alpha_{\text{Т}} = 90^\circ$ и $\beta_u = 10^{-3}$ (нижний график рис. 4.3) значение $\sigma_\varphi \approx 0{,}4$ рад, при котором согласно рис. 4.1 и 4.2 коэффициент $\gamma^2 \approx 5$ и $h^2_{\text{доп}} \approx 35$ дБ:

$$\beta_u = 10^{-3} \Rightarrow \sigma_\varphi \sim \frac{\sigma_{\Delta N}}{f_0} = \frac{\beta_u \overline{N}_m}{f_0} \approx 0{,}4 \text{ рад} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \gamma^2 \sim \frac{1}{\sigma_\varphi^2} \approx 5 \Rightarrow h^2_{\text{доп}} \sim \frac{1}{\gamma^2} \approx 35 \text{ дБ}. \qquad (4.18)$$

Тогда при $f_0 = 80$ МГц и возрастании β_u до $5 \cdot 10^{-3}$ (верхний график рис. 4.3) значение $\sigma_\varphi \approx 2{,}2$ рад, коэффициент $\gamma^2 \approx 10^{-2}$ и отношение $h^2_{\text{доп}} \approx 50$ дБ:

$$\beta_u \approx 5 \cdot 10^{-3} \Rightarrow \sigma_\varphi \sim \frac{\beta_u \overline{N}_m}{f_0} \approx 2{,}2 \text{ рад} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \gamma^2 \sim \frac{1}{\sigma_\varphi^2} \approx 10^{-2} \Rightarrow h^2_{\text{доп}} \approx 50 \text{ дБ}. \qquad (4.19)$$

Таким образом, неконтролируемые изменения интенсивности неоднородностей ионосферы (β_u) в 5 раз могут привести к изменению допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ ($h^2_{\text{доп}}$) на 15 дБ (т.е в 32 раза).

Из (4.18, 4.19) следует необходимость разработки способа измерения интенсивности ионосферных неоднородностей (β_u) и компенсации их влияния на изменение γ^2 и $h^2_{\text{доп}}$ на основе адаптации несущей частоты f_0 передаваемого в ССС сигнала к изменению β_u и $\overline{N}_m$.

Согласно рис. 3.1 и табл. 3.1 для обеспечения величины $h^2_{\text{доп}} \approx 50$ дБ и отсутствия замираний $\gamma^2 \approx 0$ может потребоваться понижение f_0 до

минимальной величины (~ 30 МГц), при которой будет значительным поглощение в ионосфере (4.5, 5.7) $W_{\text{П}}^2(f_0) \sim \exp(-\overline{N}_m / f_0^2)$. Поэтому представляется целесообразным реализовать несколько меньшее значение $h_{\text{доп}}^2 = 49...46$ дБ за счет поддержания малой допустимой глубины замираний $\gamma_{\text{доп}}^2 \approx 0,9...2$. Такие значения коэффициента (4.9) $\gamma^2 = \left[\exp\ \sigma_\varphi^2 - 1\right]^{-1}$ обеспечиваются при допустимой величине СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе ионосферы, равной

$$\sigma_{\varphi_{\text{доп}}} = \sqrt{\ln\left(1 + \frac{1}{\gamma_{\text{доп}}^2}\right)} = 0,86...0,64 \text{ рад}. \qquad (4.20)$$

Из условия (4.20) с учетом выражения (4.10) для $\sigma_\varphi = A\ (\beta_u \overline{N}_m / f_0)\ \sqrt{\text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}}}$ получаем выражение для выбора пониженной несущей частоты в ССС (для обеспечения $h_{\text{доп}}^2 = 49...46$ дБ) в виде

$$f_0 = \frac{\beta_u \overline{N}_m A \sqrt{\text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}}}}{\sigma_{\varphi_{\text{доп}}}} = \frac{\beta_u \overline{N}_m A \sqrt{\text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}}}}{0,64...0,86}\ , \qquad (4.21)$$

при $A \approx 1,6 \cdot 10^{-2} (\text{м}^3/\text{с})$.

Согласно (4.21) при максимальном значении ЭК $\overline{N}_m = 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3, слабой интенсивности ионосферных неоднородностей $\beta_u \approx 10^{-3}$ и низком угле возвышения $\alpha_{\text{Т}} = 25^\circ$ пониженная частота в ССС должна выбираться в диапазоне $f_0 = 60...80$ МГц (см. рис. 4.3). При тех же параметрах ионосферы ($\beta_u = 10^{-3}$, $\overline{N}_m = 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3) и вертикальном угле $\alpha_{\text{Т}} = 90^\circ$ (нижняя кривая на рис. 4.3) значение f_0 понижается до $f_0 = 39...52$ МГц. При $\overline{N}_m = 2 \cdot 10^{12}$ эл/м^3, $\alpha_{\text{Т}} = 90^\circ$ и возрастании интенсивности неоднородностей ионосферы до $\beta_u = 5 \cdot 10^{-3}$ (верхняя кривая на рис. 4.3) значения пониженных частот (для обеспечения глубоких быстрых замираний $\gamma_{\text{доп}}^2 = 0,9...2$ и $h_{\text{доп}}^2 = 49...46$ дБ) должны возрастать до $f_0 = 195...260$ МГц.

Заметим, что последние значения f_0 подтверждают достоверность разработанной в п. 4.1 методики выбора пониженной несущей частоты в ССС, т.к. согласно экспериментальным данным [30] в условиях экваториальной ионосферы (где повышенная интенсивность неоднородностей $\beta_u \sim 10^{-2}$) наблюдались глубокие быстрые замирания принимаемых сигналов в ССС «TACSAT» на частоте $f_0 = 250$ МГц.

Таким образом, для поддержания глубоких быстрых замираний ($\gamma^2_{\text{доп}} = 0{,}9...2$) и большого допустимого значения отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ $h^2_{\text{доп}} = h^2_{\text{доп р}} \approx 49...46$ дБ в условиях изменения параметров неоднородной ионосферы ($\overline{N}_m$, β_u) в широких пределах (на порядок и более) в состав структурной схемы ССС, приведенной на рис. 1.4, рекомендуется ввести блок выбора пониженной несущей частоты (БВПНЧ). Последний должен производить расчет f_0 в соответствии с формулой (4.21) с использованием результатов ионосферного зондирования (т.е. измерения $\overline{N}_m$ и β_u) и управлять изменением несущей частоты (f_0) ПРД ССС и частоты настройки ПРМ ССС ($f_{\text{наст}} = f_0$).

Напомним, что все указанные выше меры и средства выбора пониженной несущей частоты (f_0) и ее адаптации к изменению параметров ионосферы ($\overline{N}_m$, β_u) с целью поддержания постоянства требуемой глубины быстрых замираний ($\gamma^2_{\text{доп}} = 0{,}9...2$) принимаемых сигналов служат для обеспечения высокого допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ, использующего $n = 1$ антенну: $h^2_{\text{доп р}} = h^2_{\text{доп}} \approx 49...46$ дБ.

Однако для обеспечения высокой энергетической скрытности $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} \sim 30$ дБ необходимо реализовать (помимо увеличения $h^2_{\text{доп р}}$ до 49...46 дБ) уменьшение фактического отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ до $h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп } n} \sim 19...16$ дБ. Это достигается за счет применения в ПРМ ССС

нескольких ($n \geq 4$) антенн, разнесенных на расстояние $\Delta\rho$, и обеспечения необходимого коэффициента корреляции замираний в этих антеннах $R = \exp(-\Delta\rho^2 / \Delta\rho_к^2)$.

Согласно приведенной на рис. 3.7 зависимости $h^2_{доп\,n} = \psi(P_{ош\,доп} = 10^{-5},\ n,\ R)$ при использовании в ССС пониженных частот f_0 (обеспечивающих наличие почти рэлеевских быстрых замираний ($\gamma^2 = 1...2$) сигналов на входе ПРМ) и применении $n = 4$ приемных антенн возможно реализовать величину $h^2_{доп\,n} = h^2_р = 17$ дБ, если обеспечить допустимый коэффициент корреляции быстрых замираний в разнесенных антеннах, равный $R_{доп} = 0{,}5$. Согласно равенству (3.30а)

$$\Delta\rho = \Delta\rho_к \sqrt{\ln R^{-1}_{доп}} = \Delta\rho_к \sqrt{\ln(0{,}5)^{-1}} \approx 0{,}832\ \Delta\rho_к, \qquad (4.22)$$

требуемый для обеспечения $R_{доп} = 0{,}5$ разнос антенн $\Delta\rho$ зависит от интервала пространственной корреляции замираний в месте приема (на входе приемных антенн) $\Delta\rho_к$. Последний определяется согласно (3.26, 3.30) как

$$\Delta\rho_к = \frac{l_s}{\sigma_\varphi} = \frac{c f_0 \sqrt{l_s}}{80{,}8\ \pi\ \sigma_{\Delta N} (\sqrt{\pi} z_Э\ \mathrm{cosec}\ \alpha_Т)^{0{,}5}} = \\ = \frac{l_s f_0}{A \sigma_{\Delta N} \sqrt{\mathrm{cosec}\ \alpha_Т}} = \frac{f_0 B}{\beta_u \overline{N}_m \sqrt{\mathrm{cosec}\ \alpha_Т}}\ , \qquad (4.23)$$

где

$$B = \frac{l_s}{A} = \frac{l_s}{(80{,}8\pi / c)\ (\sqrt{\pi} z_Э l_s)^{0{,}5}} \approx 2{,}44 \cdot 10^4\ \ (\text{с}/\text{м}^2) \qquad (4.24)$$

– постоянный коэффициент ($l_s = 390$ м; $z_Э = 2{,}55 \cdot 10^5$ м).

В соответствии с выражениями (4.22–4.24) требуемый пространственный разнос между $n = 4$ антеннами $\Delta\rho$ зависит от выбора частоты (f_0), параметров ионосферы (β_u, $\overline{N}_m$) и угла возвышения антенн ($\beta_Т$)

$$\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{к}} \sqrt{\ln R_{\text{доп}}^{-1}} = \frac{f_0 \sqrt{\ln R^{-1}} B}{\beta_u \overline{N}_m \sqrt{\text{cosec } \alpha_{\text{Т}}}} \approx \frac{2 \cdot 10^4 f_0}{\beta_u \overline{N}_m \sqrt{\text{cosec } \alpha_{\text{Т}}}} \ . \qquad (4.25)$$

Согласно зависимости (4.25) $\Delta\rho = \psi(f_0, \beta_u, \overline{N}_m, \alpha_{\text{Т}})$ в состав ПРМ ССС (показанного на рис. 1.4) должен входить блок управления пространственным разносом антенн (БУПРА), осуществляющий адаптацию $\Delta\rho$ к изменению несущей частоты и параметров ионосферы $\Delta\rho = \psi(f_0, \beta_u, \overline{N}_m, \alpha_{\text{Т}})$.

Указанные выше устройства для выбора пространственного разноса $n = 4$ антенн $\Delta\rho$ и их адаптации к вариациям интервала пространственной корреляции замираний $\Delta\rho_{\text{к}} = \psi(f_0, \beta_u, \overline{N}_m, \alpha_{\text{Т}})$ при изменении частоты и параметров ионосферы с целью поддержания постоянства требуемого коэффициента $R_{\text{доп}} = \psi(\Delta\rho / \Delta\rho_{\text{к}}) = 0{,}5$ служат для обеспечения относительно низкого значения фактического отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ $h_{\text{р}}^2 = h_{\text{доп}\,n}^2 \approx 17$ дБ.

Отсюда следует вывод, что применение в ССС блоков выбора пониженной несущей частоты (БВПНЧ) и управления пространственным разносом антенн (БУПРА) на основе результатов ионосферного зондирования позволит обеспечить очень высокую энергетическую скрытность $\gamma_{\text{ЭС}} = h_{\text{доп р}}^2 \big/ h_{\text{р}}^2 = (49...46) - 17 = 32...29$ дБ.

4.2 Обоснование и разработка технических решений для ССС с пониженной частотой и пространственно-разнесенным приемом

Структурная схема ССС с пониженной несущей частотой, выбираемой согласно условию (4.21) $f_0 \sim \beta_u \overline{N}_m A \sqrt{\text{cosec } \alpha_{\text{Т}}}$ по результатам вертикального зондирования параметров ионосферы (β_u, $\overline{N}_m$), для обеспечения глубоких быстрых замираний ($\gamma_{\text{доп}}^2 \approx 1...2$) сигналов на входе ПРМ ССС и ПРМ РПХ приведена на рис. 4.5.

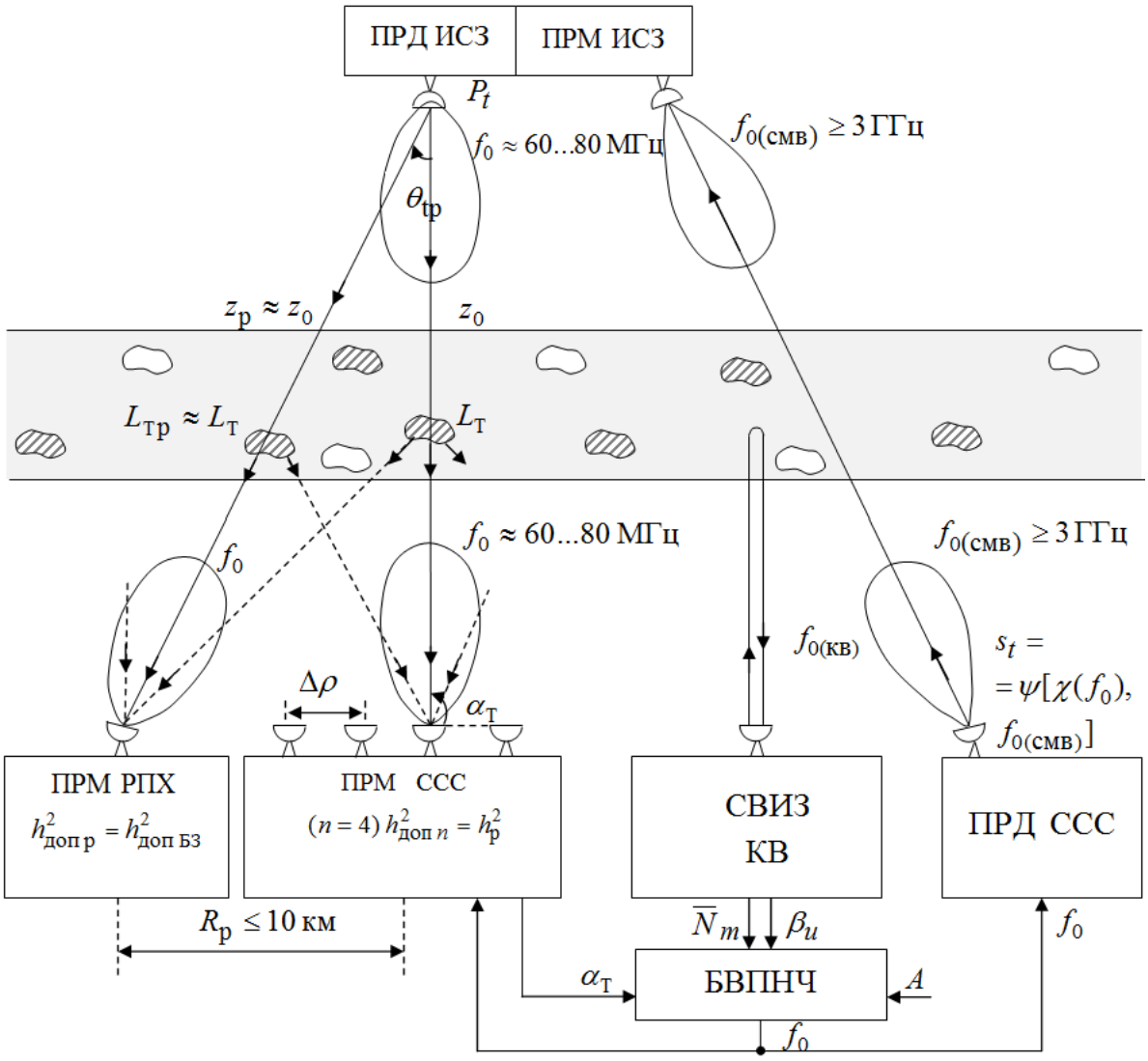


Рисунок 4.5 – Структурная схема ССС с пониженной несущей частотой (f_0), определяемой по результатам станции вертикального ионосферного зондирования (СВИЗ) КВ диапазона

Приведенная на рис. 4.5 структурная схема ССС отличается от рис. 1.4 наличием станции вертикального ионосферного зондирования (СВИЗ) коротковолнового (КВ) диапазона, блока выбора пониженной несущей частоты (БВПНЧ) и передатчика (ПРД) ССС. Особенностью данной СВИЗ КВ диапазона, использующей традиционные частоты $f_{0(\text{кв})} = 1...20$ МГц , является возможность измерений не только максимальной средней ЭК ($\overline{N}_m \sim \overline{f}_{\text{кр}}$), но и интенсивности неоднородностей (β_u) ионосферы. По результатам измерения СВИЗ параметров ионосферы ($\overline{N}_m$ и β_u) и известным для ПРМ

ССС данным об угле возвышения антенн ($\alpha_{\text{Т}}$) в БВПНЧ рассчитываются границы пониженной частоты (f_0) согласно выражению (4.21). Результаты расчета f_0 используются далее в ПРД и ПРМ земной станции (ЗС) ССС. В ПРД ЗС ССС формируется сигнал (s_t) переносящий сообщение $x(f_0)$ о выбранной пониженной частоте в метровом диапазоне волн $f_0 \sim 60...80$ МГц с помощью несущей частоты в традиционном для ССС диапазоне сантиметровых волн (СМВ) $f_{0(\text{смв})} = 3...30$ ГГц (на распространение которых ионосфера практически не влияет). В ПРМ ССС результаты расчета f_0 используются для адаптации высокочастотных (ВЧ) каскадов к изменению передаваемых с ИСЗ сигналов с пониженной несущей частотой (f_0).

Дальнейшее усовершенствование схемы ПРМ ССС на рис. 4.5, как указывалось в п. 4.1, связано с осуществлением адаптации пространственного разноса антенн ($\Delta\rho$) согласно выражению (4.25) $\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{к}}(\ln R_{\text{доп}}^{-1})^{0,5}$ с помощью блока управления пространственным разносом антенн (БУПРА), представленного на рис. 4.6. Последний использует результаты блока измерения интервала пространственной корреляции (БИИПК) замираний согласно формулы (4.23) $\Delta\rho_{\text{к}} = f_0 B/\beta_u \overline{N}_m(\text{cosec}\ \alpha_{\text{Т}})^{0,5}$.

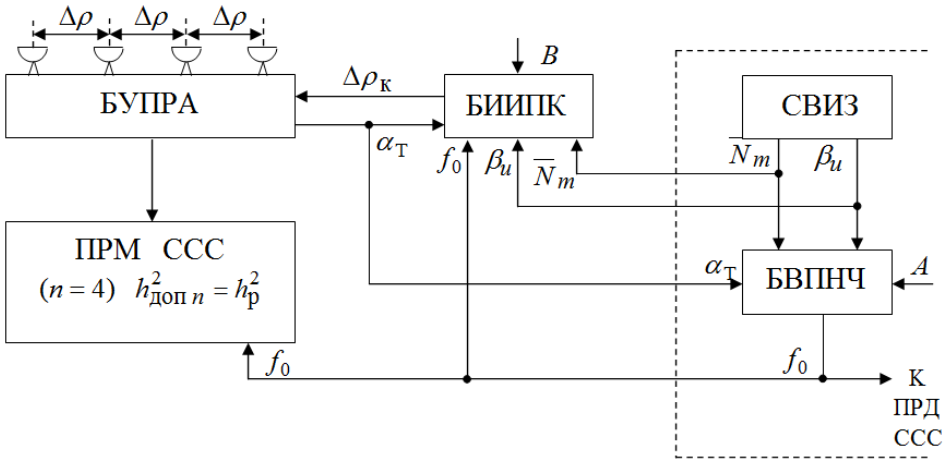


Рисунок 4.6 – Структурная схема подсистемы адаптивного управления пространственным разносом антенн ($\Delta\rho$) в соответствии с измерением интервала пространственной корреляции ($\Delta\rho_{\text{к}}$) замираний сигнала

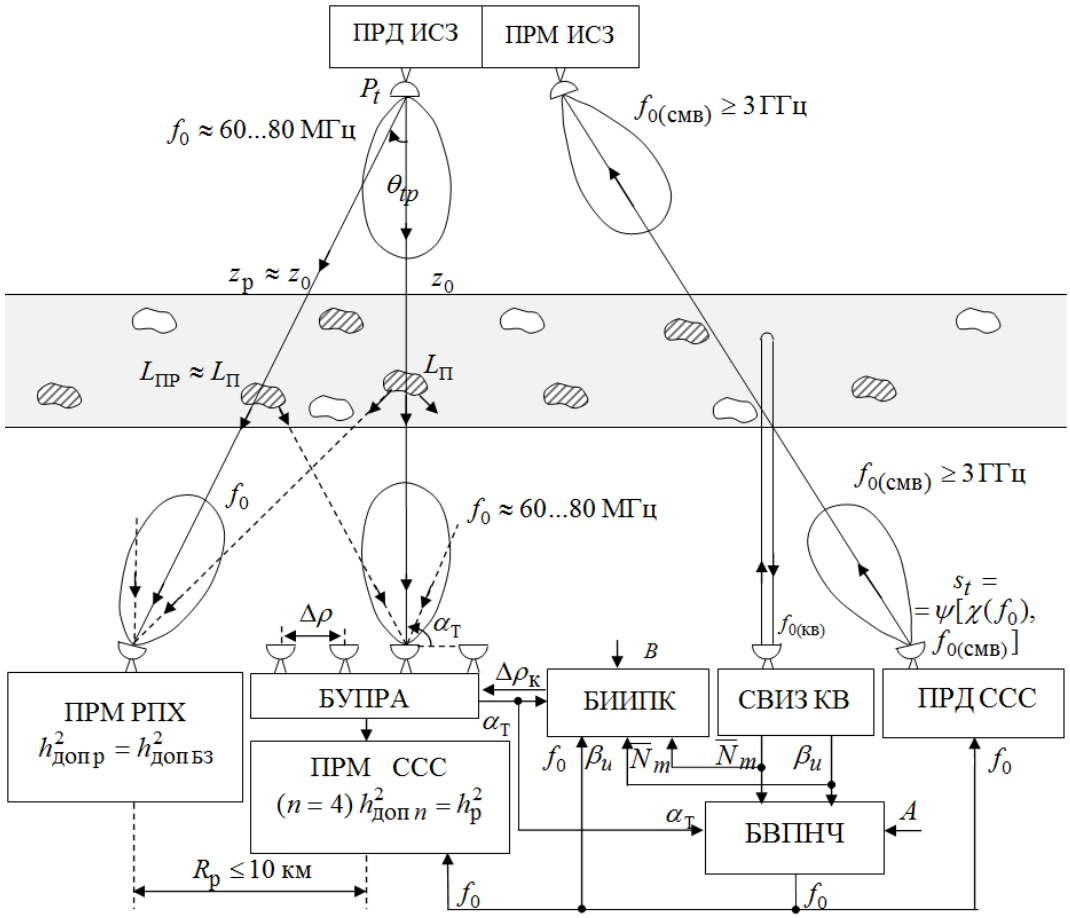


Рисунок 4.7. – Структурная схема ССС с адаптивными блоками выбора пониженной несущей частоты и управления пространственным разносом антенн

В блоке измерения интервала пространственной корреляции (БИИПК) замираний (4.23) $\Delta\rho_к$ используются результаты измерений и расчета параметров (β_u, $\overline{N}_m$, f_0, $\beta_Т$), полученных ранее в схеме рис. 4.5 с помощью СВИЗ и БВПНЧ.

Объединение схем, приведенных на рис. 4.5 и рис. 4.6, позволяет изобразить на рис. 4.7 структурную схему ССС с адаптивными блоками выбора пониженной несущей частоты (БВПНЧ) и управления пространственным разносом антенн (БУПРА) по результатам ионосферного зондирования (ИЗ).

Напомним, что существующие СВИЗ производят измерение (рис. 4.4а) критической частоты отражения КВ от ионосферы (4.15) $f_{кр} = (80{,}8\ N_m)^{0{,}5}$, по которой можно определить максимальную ЭК ионосферы (N_m). Аналогично

можно измерить среднее значение критической частоты ($\overline{f}_{\text{кр}}$) отражения в условиях диффузности ионосферы (рис. 4.4б) и согласно (4.17) определить среднее значение максимальной ЭК $\overline{N}_m = 1,24 \cdot 10^{-2} \overline{f}_{\text{кр}}$.

Способы и устройства измерения интенсивности ионосферных неоднородностей β_u до сих пор разработаны не были.

В связи с этим в [68, 69, 83, 84, 109] был обоснован способ и разработано устройство измерения интенсивности ионосферных неоднородностей (β_u) с помощью СВИЗ КВ диапазона. Способ измерения β_u основан на полученном выражении вида

$$\beta_u = \frac{\sigma_{\Delta N}(h_m)}{\langle N(h_m) \rangle} = \frac{\sigma_{\Delta N}(h_m)}{\overline{N}(h_m)} = \frac{\sigma_{\Delta N}}{\overline{N}_m} = \frac{2\sigma_{f_{\text{кр}}}}{\langle f_{\text{кр}} \rangle} = \frac{2\sigma_{f_{\text{кр}}}}{\overline{f}_{\text{кр}}}, \qquad (4.26)$$

где

$$\overline{f}_{\text{кр}} = \langle f_{\text{кр}} \rangle = [80{,}8\ \langle N(h_m) \rangle]^{0,5} = [80{,}8\ \overline{N}(h_m)]^{\,0,5} = (80{,}8\ \overline{N}_m)^{0,5};$$

$$\sigma_{f_{\text{кр}}} = [< \Delta f_{\text{кр}}^2 >]^{\,0,5} = [< (f_{\text{кр}} - \overline{f}_{\text{кр}})^2 >]^{\,0,5} =$$

$$= 0{,}5 < f_{\text{кр}} > \frac{[< \Delta N^2(\rho,\ h_m) >]^{\,0,5}}{\langle N(h_m) \rangle} = 0{,}5 \overline{f}_{\text{кр}} \frac{\sigma_{\Delta N}}{\overline{N}_m}$$

– среднее значение и СКО флуктаций критической частоты отражения волны ($\Delta f_{\text{кр}} = f_{\text{кр}} - \overline{f}_{\text{кр}}$) относительно ее среднего значения ($\overline{f}_{\text{кр}}$).

Схема разработанного устройства измерения интенсивности неоднородностей ионосферы в соответствии с (4.26) представлена на рис. 4.8.

В состав разработанного устройства рис. 4.8 входит традиционная СВИЗ (включающая антенну (А), антенный переключатель (АП), ПРД, ПРМ и синхронизатор), за исключением индикатора высотно-частотной характеристики (ВЧХ). Вместо него используется вычислительный блок (Выч. Бл.), на выходе которого вычисляются значения действующей высоты отражения волны ($h_{\text{д}}$). Основным блоком разработанного устройства является блок предварительной обработки данных (БПОД). Он состоит из высотного

(ВБОД) и частотного (ЧБОД) блоков обработки данных, блока перебора данных (БПД) и блока выбора (БВ). С первого выхода БПОД данные $h_{дi}(f_{вi})$ о действующей высоте отражения $h_{дi}$ для каждой из частот вертикального зондирования $f_{вi}$ подаются на усреднитель (Уср). Последний по случайным значениям $h_{дi}$ вычисляет среднее значение $< h_д >$ и подает его в индикатор (Инд. ВЧХ) для формирования на его экране высотно-частотной характеристики в виде $< h_д >= \psi(f_в)$, аналогичном показанному на рис. 4.4а. Со второго и третьего выходов БПОД данные $f_{вi}(h_{дi})$ о частотах вертикального зондирования $f_{вi}$, отражающихся на действующих высотах $h_{дi}$, подаются в блок определения среднего значения (БОСЗКЧ) критической частоты $< f_{кр} >$ и блок определения СКО критической частоты (БОСКОКЧ) $\sigma_{f_{кр}}$. На базе определения этих параметров высотно-частотной характеристики (см. рис. 4.4б) далее в блоке определения величины интенсивности неоднородностей ионосферы (БОВИНИ) рассчитывается значение (4.26) $\beta_u = 2\sigma_{f_{кр}} / < f_{кр} >$.

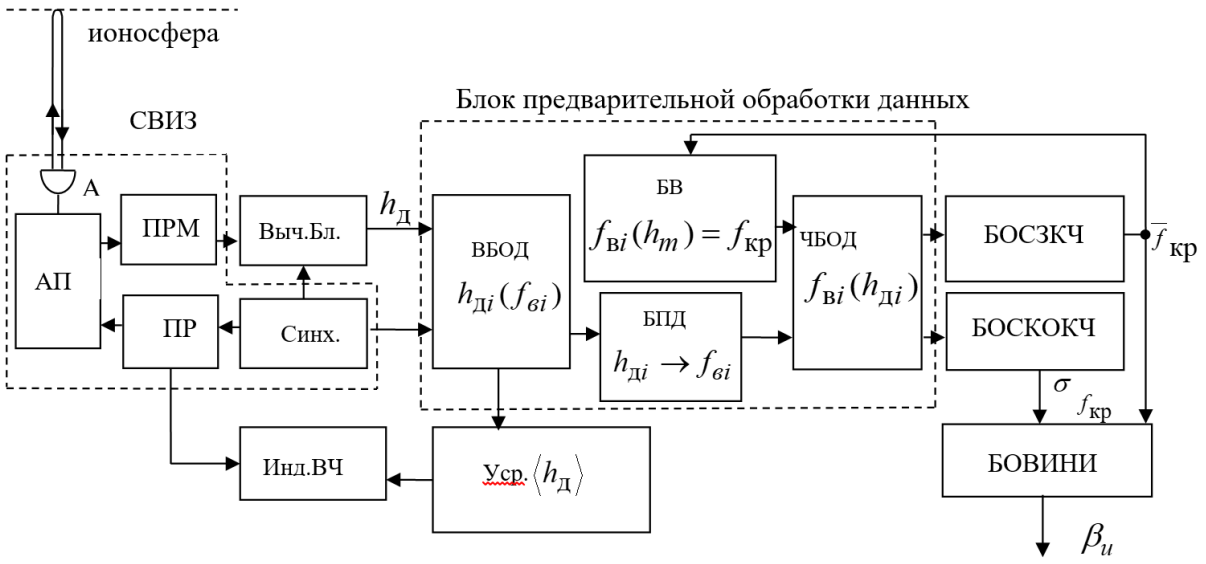


Рисунок 4.8. – Схема устройства измерения интенсивности неоднородностей β_u ионосферы

Заметим, что результат определения $< f_{кр} >= \overline{f}_{кр}$ позволяет произвести простой расчет максимальной средней ЭК ионосферы согласно формулы (4.17) $\overline{N}_m \approx 1,24 \cdot 10^{-2} (\overline{f}_{кр})^2$.

Приведенная на рис. 4.8 схема устройства измерения интенсивности неоднородностей ионосферы (УИИНИ) составляет основу разработанной [100] схемы устройства измерения интервала пространственной корреляции (УИИПК) замираний ($\Delta\rho_к$), показанного на рис. 4.9. Это устройство состоит в 2^x частей: УИИНИ (рис. 4.8) и блока измерения интервала пространственной корреляции (БИИПК).

Для работы БИИПК (см. рис. 4.7) согласно алгоритму (4.23) $\Delta\rho_к = f_0 B / \beta_u \overline{N}_m (\text{cosec}\ \alpha_Т)^{0,5}$ надо предварительно пересчитать $\overline{f}_{кр}$ в $\overline{N}_m$ согласно (4.17) с помощью блока определения максимальной средней ЭК ионосферы (БОМСЭКИ). Можно не осуществлять пересчет значений $\overline{f}_{кр}$ в $\overline{N}_m$, а использовать их непосредственно для определения $\Delta\rho_к$ (рис. П.9.1)

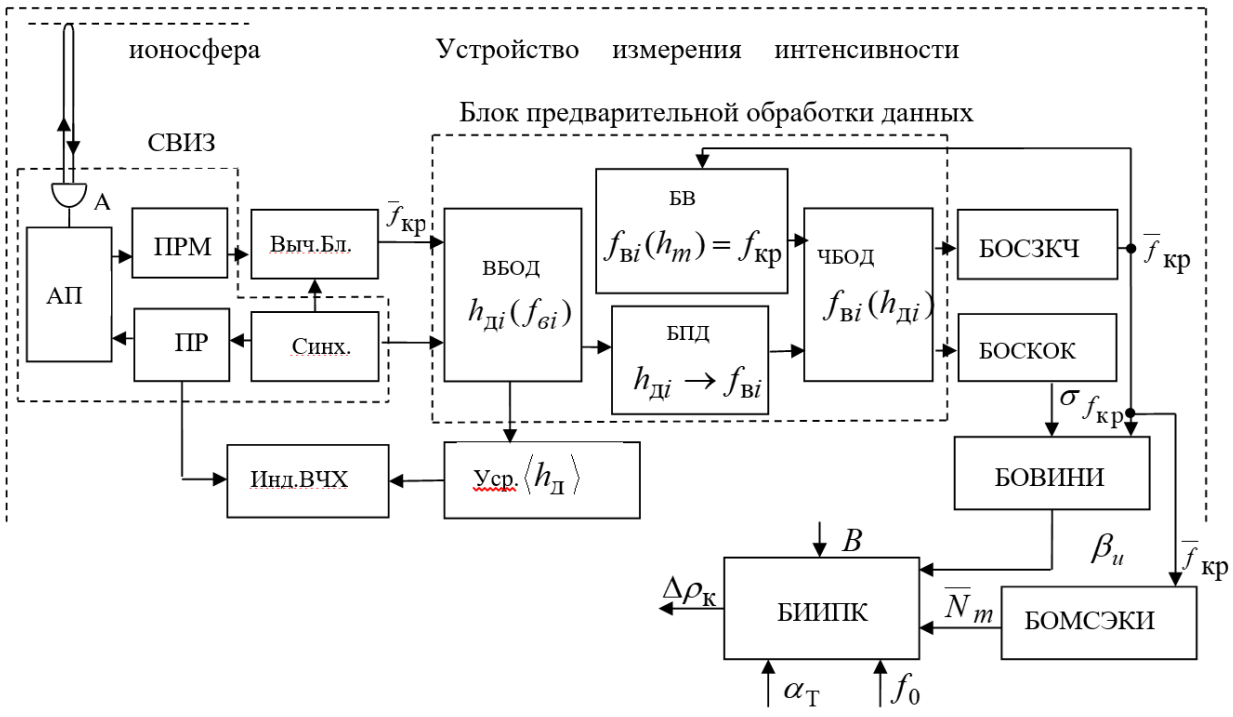


Рисунок 4.9. – Схема устройства измерения интервала пространственной корреляции замираний

Следует отметить, что в настоящее время разрабатывается перспективный способ [147, 148] обеспечения энергетической скрытности низкочастотных ССС на базе определения интенсивности ионосферных неоднородностей (β_u) с помощью двухчастотных приемников глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), модифицированных для измерения статистических характеристик интегральной электронной концентрации в неоднородной ионосфере.

4.3. Выводы

1. Для поддержания достаточно глубоких замираний $\gamma^2_{\text{доп}} = 0{,}9...2$ и большой величины допустимого отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ $h^2_{\text{доп}} = h^2_{\text{доп р}} = 49...46$ дБ в условиях изменения параметров ионосферы (β_u, $\overline{N}_m$) в широких пределах (на порядок и более) в состав структурной схемы ССС рекомендуется ввести блок выбора пониженной несущей частоты (БВПНЧ). Алгоритм его работы сводится к расчету пониженной частоты по формуле (4.21) $f_0 \sim \beta_u \overline{N}_m$ на основе результатов зондирования (измерения) ионосферных параметров (β_u, $\overline{N}_m$) и последующей адаптации частоты излучения ПРД (f_0) и настройки ПРМ ($f_{\text{наст}} = f_0$) ССС.

2. Для поддержания требуемого коэффициента пространственной корреляции замираний $R_{\text{доп}} = \psi(\Delta\rho/\Delta\rho_{\text{к}}) = 0{,}5$ в $n = 4$ антеннах, разнесенных на интервал $\Delta\rho$, и обеспечения относительно низкого фактического отношения С/Ш на входе ПРМ РПХ $h^2_{\text{р}} = h^2_{\text{доп } n} \approx 17$ дБ рекомендуется ввести в состав ССС блока управления пространственным разносом антенн (БУПРА). Алгоритм его работы сводится к расчету интервала пространственной корреляции замираний по формуле (4.23) $\Delta\rho_{\text{к}} \sim f_0 / \beta_u \ \overline{N}_m$ на основе зондирования ионосферных параметров (β_u, $\overline{N}_m$) и последующей адаптации пространственного разноса

антенн согласно (4.22) $\Delta\rho = \Delta\rho_{\text{к}}(\ln\ R_{\text{доп}}^{-1})^{0,5}$.

3. Разработана структурная схема ССС (рис. 4.7) с блоками выбора пониженной несущей частоты (БВПНЧ) и управления пространственным разносом антенн (БУПРА). Адаптация этих блоков осуществляется по результатам измерений параметров ионосферы ($\overline{N}_m$, β_u) станцией вертикального ионосферного зондирования (СВИЗ) и интервала пространственной корреляции (ИПК) замираний $\Delta\rho_{\text{к}} \sim f_0 / \beta_u\ \overline{N}_m$ соответствующим блоком измерений (БИИПК).

4. Особенностью СВИЗ является возможность измерения интенсивности ионосферных неоднородностей (β_u) на базе разработанного способа (4.26) и запатентованного устройства (рис. 4.8).

5. На основе СВИЗ и БИИПК разработано устройство измерения интервала пространственной корреляции (УИИПК) замираний (рис. 4.9).

6. Применение в ССС адаптивных блоков выбора пониженной несущей частоты (БВПНЧ) и управления пространственным разносом антенн (БУПРА) на основе результатов зондирования ионосферы с помощью СВИЗ диапазона КВ позволит обеспечить очень высокую энергетическую скрытность: $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} / h^2_{\text{р}} = (49...46) - 17 = 32...29$ дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решена актуальная научная задача разработки метода прогнозирования энергетической скрытности ССС при использовании пониженных частот и пространственно-разнесенного приема на несколько антенн.

В интересах общей научной задачи были решены пять частных научных задач, посвященных разработке:

1) математических моделей ионосферы и трансионосферного канала связи с учетом поглощения волны на пониженных частотах ССС;

2) математических моделей ионосферы и трансионосферного канала связи с учетом одновременного поглощения и многолучевого распространения волны на пониженных частотах ССС;

3) методики прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах с учетом поглощения волны и ее многолучевого распространения;

4) методики прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах с учетом поглощения волны и ее многолучевого распространения при использовании пространственно-разнесенного приема на несколько ($n \geq 4$) антенн;

5) методики оценки коэффициента энергетической скрытности ССС при использовании пониженных частот и пространственно-разнесенного приема.

Научная новизна полученных результатов состоит в следующем:

1. Произведены теоретическое обоснование и разработка математической модели ионосферы (рис. 2.1), описываемой интегральным произведением ($\int N(h)\nu_{\text{Э}}(h)dh$) электронной концентрации (ЭК) на эффективную частоту соударения электронов (ЭЧСЭ), в упрощенном виде (рис. 2.6) однородного (по высоте h) слоя F с эквивалентной толщиной ($h_{\text{ЭF}}$) и максимальной ЭК (N_m), на нижней границе которого расположен бесконечно тонкий слой, где происходят соударения электронов с увеличенной частотой ($\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$). Данная модель ионосферы позволяет получить аналитическое выражение для описания интегрального произведения ЭК на ЭЧСЭ как равновеликое ему произведение (2.40) $N_{\text{TF}}\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$ интегральной ЭК в F слое $N_{\text{TF}} = N_m h_{\text{ЭF}}$ на эффективную частоту соударения электронов $\nu_{\text{ЭF}(\delta)}$.

2. На основе разработанной математической модели ионосферы получена аналитическая формула (2.41) $L_{\Pi} = -W_{\Pi}^2 \sim N_{\mathrm{TF}} \nu_{\mathrm{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\mathrm{T}} \big/ f_0^2$ для оценки потерь передачи на поглощение в ионосфере, которая значительно (до 7 раз) превосходит по точности оценки потерь по известной (1.113) формуле $L_{\Pi} = 2{,}5 \cdot 10^{15} \big/ f_0^2$.

3. В результате математического описания процесса распространения радиоволн от ИСЗ до приемника ССС через ионосферу (рис. 2.7), описываемой моделью рис. 2.6, получены аналитические выражения для комплексного поля волны на выходе ионосферы (2.51) $\dot{u}(t, z_{\Э})$ и на входе приемной антенны (2.68) $\dot{u}(t, z)$.

4. На основе (2.68) получены аналитические выражения для комплексного сигнала на входе приемника (2.75) $\dot{s}_r(t) \sim W_{\Pi}$ и его мощности (2.87) $P_r(t) \sim W_{\Pi}^2$, которые полностью описывают математическую модель трансионосферного канала связи с учетом поглощения волны на пониженных частотах по формуле (2.41) $W_{\Pi}^2 \sim N_{\mathrm{TF}} \nu_{\mathrm{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec} \alpha_{\mathrm{T}} \big/ f_0^2$.

5. Разработана математическая модель ионосферы (рис. 2.12), позволяющая, в отличие от известных моделей, учесть одновременно поглощение и многолучевость при распространении радиоволн на основе замены высотного распределения электронной концентрации $N(h)$ на пространственное (2.94) $N(h, \rho) = \bar{N}(h) + \Delta N(h, \rho)$. Она отличается от рис. 2.6 наличием на нижней границе слоя F со средней интегральной электронной концентрацией, равной $\bar{N}_{\mathrm{TF}} = \bar{N}_m h_{\mathrm{ЭF}}$, тонкого слоя неоднородностей, который характеризуется дисперсией флуктуаций интегральной электронной концентрации слоя F ионосферы (2.124) $\sigma^2_{\Delta N_{\mathrm{TF}}} \sim \sigma^2_{\Delta N} = (\beta_u \bar{N}_m)^2$.

6. В результате математического описания процесса распространении радиоволн через неоднородную поглощающую ионосферу (рис. 2.13), описываемую моделью рис. 2.12, получены аналитические выражения для комплексного поля волны на выходе ионосферного слоя (2.145) $\dot{u}(t, \rho, z_{\Э})$, учитывающего поглощение W_{Π} и флуктуации ее фазового фронта (2.137) $\Delta\varphi(\rho, z_{\Э}) \sim \Delta N_{\mathrm{T}}(\rho) / f_0$, и на входе приемной антенны (2.162) $\dot{u}(t, \rho, z) \sim \sqrt{P_t}\,\dot{e}$. Отличительной особенностью последнего является зависимость от

комплексного коэффициента передачи трансионосферного канала связи (2.165) $\dot{в} \sim W_{\text{П}} \cdot \dot{в}_{н}$, нормированное значение которого (2.163) $\dot{в}_{н} = \sum_{i=1}^{M} \dot{в}_{iн} \exp(-j\Delta\varphi_i) \le 1$ характеризует многолучевые свойства ионосферных неоднородностей (2.157) $\Delta\varphi_i \sim \Delta N_{\text{Т}}(\rho_i) / f_0$.

7. Обосновано, что модуль нормированного значения комплексного коэффициента передачи трансионосферного канала связи по физическому смыслу соответствует множителю ослабления амплитуды в многолучевом канале связи из-за быстрых интерференционных замираний (2.174) $|\dot{в}_{н}| \equiv W_{\text{БЗ}}[\Delta\varphi_i(f_0)]$.

8. На базе выражений (2.162) и (2.176) для комплексного поля волны на входе приемной антенны $\dot{u}(t, \rho, z)$ и ее средней интенсивности $\bar{I}_r$ получены аналитические выражения (2.171) и (2.185) для комплексного сигнала на входе приемника $\dot{s}_r(t)$ и его средней мощности $\bar{P}_r$. Они полностью описывают математическую модель трансионосферного канала связи с учетом одновременно поглощения и многолучевости и устанавливают искомую (1.128) зависимость $\bar{P}_r = \psi\left(W_{\text{П}}^2,\ W_{\text{БЗ}}^2\left[\Delta\varphi_i\ (f_0)\right]\right)$ мощности принимаемого сигнала от множителя поглощения волны (2.41) $W_{\text{П}}^2 \sim \bar{N}_{\text{TF}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec}\alpha_{\text{Т}} / f_0^2$ и множителя ее ослабления из-за многолучевости и замираний (2.189): $\left\langle W_{\text{БЗ}}^2(\Delta\varphi_i\, f_0)\right\rangle = \left\langle |\dot{в}_{н}| \right\rangle^2 = \psi(\sigma_{\varphi}^2)$, определяемого дисперсией флуктуаций фазового фронта волны на выходе ионосферы (2.187) $\sigma_{\varphi}^2 \sim (\beta_u \bar{N}_m)^2 \operatorname{cosec}\alpha_{\text{Т}} / f_0^2$.

9. Разработанная методика прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах позволяет получить искомую зависимость (1.129) $P_{\text{ош}} = \psi[h^2 = h_0^2 W_{\text{П}}^2(f_0),\ \gamma_{\text{БЗ}}^2(f_0)]$, на основе использования известной зависимости (3.7) $P_{\text{ош}} = \psi[h^2, \gamma_{\text{БЗ}}^2]$ и найденных ранее выражений для множителя поглощения волны в ионосфере (2.41) $W_{\text{П}}^2 \sim \bar{N}_m z_{\text{Э}} \nu_{\text{ЭF}(\delta)} \operatorname{cosec}\alpha_{\text{Т}} / f_0^2$ и дисперсии множителя ослабления волны из-за замираний (2.189) $\left\langle W_{\text{БЗ}}^2(\Delta\varphi_i\, f_0)\right\rangle = \psi(\sigma_{\varphi}^2)$. Отношение регулярной и флуктуационной

составляющих последнего множителя (3.8) $\gamma^2_{\text{БЗ}} = [\exp(\sigma^2_\varphi) - 1]^{-1}$ определяет зависимость $\gamma^2_{\text{БЗ}}(f_0)$ коэффициента глубины замираний от выбора несущей частоты через величину дисперсии флуктуаций фазового фронта выходной волны (2.187) $\sigma^2_\varphi \sim (\beta_u \bar{N}_m)^2 / f_0^2$.

10. Разработанная методика прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах при использовании пространственно-разнесенного приема сигналов на несколько антенн ($n \geq 4$) позволяет получить искомую зависимость (1.131) $P_{\text{ош}} = \psi[h^2, n, R^2_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)]$ на основе известной формулы (3.12) $P_{\text{ош}} = \psi(\lambda_k, n, R_{\text{БЗ}})$ в 2 этапа:

1) вычисления по разработанной программе собственных значений ($\lambda_k = \psi(KQ)$) полученной корреляционной матрицы (3.18) $KQ = \psi(h^2, n, R_{\text{БЗ}})$ и использования их для численного расчета и построения графиков рис. 3.4–3.6 зависимости $P_{\text{ош}} = \psi(h^2, n, R_{\text{БЗ}})$;

2) установления аналитической зависимости (3.27) $R_{\text{БЗ}} = \psi(\Delta\rho, f_0)$ коэффициента корреляции замираний в разнесенных на расстояние $\Delta\rho$ антеннах от выбора несущей частоты f_0 на базе известной (3.15) $R_{\text{БЗ}} = \psi(\Delta\rho / \Delta\rho_{\text{к}})$ и установленной (3.26) $\Delta\rho_{\text{к}} = \psi(\sigma_\varphi)$ взаимосвязей, где согласно (2.187) $\sigma_\varphi \sim (\beta_u \bar{N}_m) / f_0$ σ_φ.

11. Анализ полученных зависимостей $P_{\text{ош}} = \psi[h^2 = h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0), \gamma^2_{\text{БЗ}}(f_0)]$ и $P_{\text{ош}} = \psi[h^2 = h_0^2 W^2_{\text{П}}(f_0), n, R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0)]$ для прогнозирования помехоустойчивости ССС на пониженных частотах при использовании одиночного ($n = 1$) и разнесенного приема сигналов на $n \geq 4$ антенн позволил:

1) обосновать выбор целесообразного диапазона пониженных частот $f_0 = 60 \ldots 80$ МГц, где характер замираний близок к рэлеевскому ($\gamma^2 = 0{,}9 \ldots 2$), а поглощение в нормальной ионосфере еще невелико ($W^2_{\text{П}} < -1 \ldots -5$ дБ);

2) построить графики зависимостей $h^2_{\text{доп БЗ}} = \psi(P_{\text{ош доп}}, f_0)$ и $h^2_{\text{доп } n} = \psi(P_{\text{ош доп}}, n, R_{\text{БЗ}}(\Delta\rho, f_0))$ допустимого отношения сигнал/шум при

$P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ для одиночного и разнесенного приема на $n = 4$ антенны от выбора пониженной несущей частоты (рис. 3.1, 3.7–3.9);

3) оценить по графикам (рис. 3.10) в диапазоне пониженных частот $f_0 = 60\ldots80$ МГц допустимые значения $h^2_{\text{доп БЗ}} = h^2_{\text{доп р}} = 49\ldots46$ дБ, $h^2_{\text{доп } n} = h^2_{\text{р}} = 17$ дБ и достижимый коэффициент энергетической скрытности ССС $\gamma_{\text{ЭС}} = h^2_{\text{доп р}} \big/ h^2_{\text{р}} = 32\ldots29$ дБ.

Практическая ценность полученных результатов состоит в следующем:

1. На базе установленной существенной зависимости допустимого отношения С/Ш ($h^2_{\text{доп БЗ}}, h^2_{\text{доп } n}$) от изменения параметров ($\beta_u, \bar{N}_m$) ионосферных неоднородностей (рис. 4.1–4.3, 3.7) обоснована необходимость разработки:

1) способа измерения интенсивности ионосферных неоднородностей (β_u);

2) блока выбора (адаптации) пониженной несущей частоты (БВПНЧ) в соответствии с алгоритмом (4.21) $f_0 \sim \beta_u \bar{N}_m \sqrt{\operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}}}$ для поддержания большого значения допустимого отношения С/Ш на входе приемника радиоперехвата : $h^2_{\text{доп р}} = 49\ldots46$ дБ;

3) блока управления пространственным разносом антенн (БУПРА) в соответствии с алгоритмом (4.25) $\Delta\rho \sim f_0 \big/ \beta_u \bar{N}_m \sqrt{\operatorname{cosec} \alpha_{\text{Т}}}$ для поддержания небольшого фактического отношения сигнал/шум на входе приемника радиоперехвата $h^2_{\text{р}} = 17$ дБ.

2. Разработаны способ (4.26) и структурная схема устройства измерения интенсивности (β_u) ионосферных неоднородностей на основе станции вертикального зондирования ионосферы (рис. 4.8).

3. Разработаны структурные схемы ССС с БВПНЧ и БУПРА, адаптация которых осуществляется по результатам измерения параметров неоднородной ионосферы ($\beta_u, \bar{N}_m$) с помощью станции вертикального зондирования (рис. 4.7, 4.9).

На основе этих результатов достигнута цель исследования, которая состояла в разработке практических рекомендаций по повышению энергетической скрытности ССС при близком размещении приемника

радиоперехвата за счет выбора пониженной несущей частоты и применения пространственно-разнесенного приема на несколько ($n \geq 4$) антенн.

Направлениями дальнейших исследований по данной тематике могут являться вопросы разработки чисто аналитических методов прогнозирования энергетической скрытности ССС при ведении радиоперехвата и развитие этих методов в приложении к задачам обнаружения сигналов и измерения их параметров при близком размещении приемников разведки.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Аболиц А.И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективности. – М.: ИТИС, 2004. – 426 с.

2. Адресные системы управления и связи / Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1993. – 384 с.

3. Алексеев А.И., Шаблинский А.С. Принципы построения радиолиний передачи командной информации. – М.: МО СССР, 1975. – 215 с.

4. Алексеев Д.В., Грибанов Е.В., Бессмертный М.Ю. Методика оценки влияния ионосферной рефракции на достоверность космической связи // Труды XXIX Всероссийской НТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем». Часть 4. – Серпухов: СВИ РВ, 2010. – С. 19-21.

5. Альперт Я.Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. – М.: Наука, 1972. – 563 с.

6. Альперт Я.Л., Гинзбург В.Л., Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1953. – 883 с.

7. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. – М.: Сов. радио, 1971. – 408 с.

8. Антенны. (Современное состояние и проблемы) / Под ред. чл.-корр. АН СССР Л.Д. Бахраха и проф. Д.И. Воскресенского. – М.: Сов. радио, 1979. – 208 с.

9. Антонов В.В Системный анализ. – М.: Выш.шк. 2004. – 454 с.

10. Афраймович Э.Л. GPS – мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.Ч. Перевалова. – Иркутск: ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО РАМН, 2006. – 480 с.

11. Борисов В.А. и др. Радиотехнические системы передачи информации / Под. ред. В.В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.

12. Борисов В.И., Зинчук В.М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. – М.: РадиоСофт, 2008. – 260 с.

13. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Под ред. В.И. Борисова. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512 с.

14. Буга Н.Н. Основы теории связи и передачи данных. Часть 1. – Л.: ЛВКИА, 1968. – 548 с.

15. Буга Н.Н. Основы теории связи и передачи данных. Часть 2. – Л.: ЛВКИА, 1970. – 707 с.

16. Буга Н.Н., Казаков А.А. Статистическая теория связи. – Л.: ЛВКИА, 1979. – 342 с.

17. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1. – М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.

18. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 284 с.

19. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов.радио, 1970. – 376 с.

20. Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н. и др. Радиосистемы передачи информации. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.

21. Владимиров В.И., Лихачев В.П., Шляхин В.М. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем. Методы и математические модели / Под ред. В.М. Шляхина. – М.: Радиотехника, 2004. – 384 с.

22. Военные системы радиосвязи. Часть 1 / Под ред. В.В. Игнатова. – Л.: ВАС, 1989. – 386 с.

23. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. – М.: Эко-Тренз, 2005. – 392 с.

24. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. – М.: Горячая линия, 2007. – 432 с.

25. Гельберг М.Г. Неоднородности высокоширотной ионосферы. – Новосибирск: Наука, 1986. – 193 с.

26. Гершман Б.Н., Ерухимов Л.М., Яшин Ю.Я. Волновые явления в ионосфере и космической плазме. – М.: Наука, 1984. – 392 с.

27. Гинзбург В.Л. Теория распространения радиоволн в ионосфере. – М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1949. – 358 с.

28. Грибанов Е.В., Сандулов Н.В. Минимизация потерь на поглощение радиоволн в ионосфере и тропосфере путем выбора оптимальной несущей частоты // Труды IX Российской НТК «Новые информационные технологии в системах связи и управления». – Калуга: КНИТМУ, 2010. – С. 38–41.

29. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. – М.: Высшая школа, 1975. – 280 с.

30. Гудмен Дж.М., Ааронс Ж. Влияние ионосферных эффектов на современные электронные системы // ТИИЭР. – 1990. – Т. 78. – № 3. – С. 59–76.

31. Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 19–26.

32. Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов ра-диосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 2 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 37–48.

33. Долуханов М.П. Флуктуационные процессы при распространении радиоволн. – М.: Связь, 1971. – 183 с.

34. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М.: Связьиздат, 1972. – 336 с.

35. Девис К. Радиоволны в ионосфере. – М.: Мир, 1973. – 502 с.

36. Жданов Б.Б. Ионосферно-волновая служба связи. – М.: Военное издательство, 1989. –152 с.

37. Жуков В.А. и др. Радиочастотная служба и антенные устройства / Под ред. В.П. Серкова. – Л.: ВАС, 1989. – 264 с.

38. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.

39. Информационные технологии в радиотехнических системах / В.А. Васин, И.Б Власов, Ю.М. Егоров и др.; Под. ред. И.Б. Федорова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 768 с.

40. Ипатов В.П. Широкополосные радиосистемы и кодовое разделение каналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.

41. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. Т. 2 – М.: Мир, 1981. – 317 с.

42. Калинин А.И. Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. – М.: Связь, 1979. – 296 с.

43. Калинин А.И., Черенкова Л.Е. Распространение радиоволн и работа радиолиний. – М.: Связь, 1971. – 439 с.

44. Качала В.В. Основы теории систем и системного анализа. – М.: Горячая линия - Телеком, 2007. – 216 с.

45. Кирилов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. – М.: Сов. радио, 1971. – 256 с.

46. Киселев В.Н., Еремин А.М., Манаенко С.С., Сенокосова А.В. Методика оценки помехоустойчивости систем тропосферной связи при коррелированных рэлеевских замираниях // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2007. – №6. – С. 21–23.

47. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам – М.: Связь, 1969. – 375 с.

48. Кловский Д.Д. Теория передачи сигналов. – М.: Связь, 1973. – 376 с.

49. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.

50. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. – М.: Связь, 1969. – 155 с.

51. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные помехи и надежность КВ связи. – М.: Связь, 1977. – 136 с.

52. Корсунский Л.Н. Распространение радиоволн при связи с ИСЗ. – М.: Сов. радио, 1971. – 208 с.

53. Красовский В.Н. и др. Электромагнитная доступность радиоизлучений и антенные устройства. – Л.: ВАС, 1984. – 204 с.

54. Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов. – М.: Сов. радио, 1972. – 480 с.

55. Крохин В.В. Информационно-управляющие космические радиолинии. Часть 1. – М.: НИИЭИР, 1993. – 229 с.

56. Крэсснер Г.Н., Михаелс Дж.В. Введение в системы космической связи. – М.: Связь, 1967. – 392 с.

57. Кулачко И.С., Алексеев Д.В., Соколенко Е.В. Оценка потерь наведения антенн спутниковой связи //Труды XXIX Всероссийской НТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем». Часть 4. – Серпухов: СВИ РВ, 2010. – С. 120–122.

58. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. – М.: Вузовская книга, 2003. – 528 с.

59. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.

60. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. – Самара: ПГАТИ, 2006. – 357 с.

61. Марков Г.Т., Садыков Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 585 с.

62. Мешалкин В.А., Сосунов Б.В Основы энергетического расчета радиоканалов. – Л.: ВАС, 1991. – 110 с.

63. Мешалкин В.А., Сосунов Б.В., Филиппов В.В. Поля и волны в задачах разведзащищенности и радиоэлектронной защиты систем связи. – СПб.: ВАС, 1993. – 332 с.

64. Нэпп Д.Л. Расчет временных характеристик стохастических волн методом фазовых экранов // ТИИЭР, 1983. – Т. 71. – № 6. – С. 40–58.

65. Общесистемные вопросы защиты информации / Под ред. Е.М. Сухарева. Кн. 1 – М.: Радиотехника, 2003. – 296 с.

66. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ / Под ред. А. Д. Фортушенко. – М.: Связь, 1970. – 331 с.

67. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. – М.: Воениздат, 1974. – 272 с.

68. Патент РФ на изобретение № 2403592. Способ определения величины интенсивности неоднородностей по данным ионосферного зондирования / В.П. Пашинцев, Ю.И. Галушко, С.А. Коваль, А.В. Сенокосова, Е.В. Грибанов. Заявлено 30.03.2009, Опубликовано 10.11.2010, Бюллетень №. 31.

69. Патент РФ на полезную модель № 87528. Устройство вертикального зондирования ионосферы / В.П. Пашинцев, С.А. Коваль, Ю.И. Галушко, А.В. Сенокосова, А.В. Порсев, Д.В. Алексеев. Заявлено 30.03.2009. Опубликовано 10.10.2009. Бюллетень № 28.

70. Патент РФ на полезную модель № 87264. Устройство одночастотного измерения полосы когерентности трансионосферного канала связи / В.П. Пашинцев, Ю.И. Галушко, С.А. Коваль, Д.В. Алексеев. Заявлено 17.02.2009. Опубликовано 27.09.2009. Бюллетень № 27.

71. Патент РФ на полезную модель № 76462. Устройство измерения полного электронного содержания при одночастотном режиме работы систем спутниковой радионавигации / Ю.И. Галушко, В.П. Пашинцев, А.М. Спирин. Заявлено 09.04.20098. Опубликовано 20.09.2008. Бюллетень № 26.

72. Пашинцев В.П., Павлюк Д.Н., Сенокосова А.В., Алексеев Д.В. Способ повышения энергетической скрытности систем спутниковой связи за

счет понижения несущей частоты // Материалы X НТК (международной научно-технической конференции) «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» – Самара: ПГУТИ, 2009. – С. 64–66.

73. Пашинцев В.П., Порсев А.В., Коваль С.А., Алексеев Д.В., Сенокосова А.В. Пространственная корреляционная функция коротковолнового канала связи // Известия института инженерной физики. – 2009.– №2(12) – с. 81–84.

74. Пашинцев В.П., Алексеев. Д.В. Повышение энергетической скрытности систем спутниковой связи за счет понижения несущей частоты и разнесенного приема // Труды IX Российской НТК «Новые информационные технологии в системах связи и управления». – Калуга: КНИТМУ, 2010. – С. 43–46.

75. Пашинцев В.П., Чипига А. Ф., Анзин И. В. Энергетическая скрытность низкоорбитальной низкочастотной системы спутниковой связи при произвольном удалении приемника радиоперехвата // Системы управления, связи и безопасности, 2018. – №4. – С. 122–135.

76. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П. Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации – М: Издательство физико-математической литературы, 2006. – 191 с.

77. Пашинцев В.П., Солчатов М.Э., Гахов Р.П., Еремин А.М. Модель пространственно-временного канала космической связи // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2003. – Т.6 – № 5. – С. 63–69.

78. Пашинцев В.П., Чипига А.Ф., Сенокосова А.В., Дагаев Э.Х. Качественный анализ процесса распространения радиоволн через ионосферу с учетом поглощения и многолучевости принимаемого сигнала // Вестник Северо-Кавказского государственно технического университета, 2010. – № 4 (25). – С. 103–108.

79. Пашинцев В.П., Чипига А.Ф., Сенокосова А.В., Дагаев Э.Х. Метод оценки энергетической скрытности систем спутниковой связи с пониженной

частотой // XVI Международная НТК «Радиолокация, навигация связь». Т.3. – Воронеж, 2010. – С. 2414–2421.

80. Пенин П.И. Системы передачи цифровой информации. – М.: Сов. радио, 1976. – 364 с.

81. Пенин П.И., Филиппов Л.И. Радиотехнические системы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.

82. Помехозащищенность систем со сложными сигналами. Под ред. Г.И.Тузова. – М.: Сов. радио, 1985. – 264 с.

83. Порсев А.В., Коваль С.А., Галушко Ю.И. Модель нахождения интенсивности неоднородностей ионосферы по результатам ее вертикального зондирования // Труды Международной НПК «Информационные технологии в науке, образовании и производстве». – Серпухов, 2008. – С. 580–585.

84. Порсев А.В., Коваль С.А., Сенокосова А.В., Галушко Ю.И. Метод определения величины интенсивности неоднородностей по данным ионосферного зондирования // Труды VII Российской НТК «Новые информационные технологии в системах связи и управления». – Калуга, 2008. – С. 340–345.

85. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я.Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др.; Под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь,1981. – 224 с.

86. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А.С. Немировский, О.С. Данилович, Ю.И. Маримонт и др.; Под ред. А.С. Немировского. – М.: Радио и связь, 1986. – 392 с.

87. Радиосвязь. Термины и определения. ГОСТ 24375-80. – М.: Государственный стандарт СССР, 1980. – 57 с.

88. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др. Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Выс. шк., 1990. – 496 с.

89. Распространение лазерного пучка в атмосфере / Редактор Д. Стробен – М.: Мир, 1981. – 416 с.

90. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник /В.И. Коржик, Л.М. Финк, К.Н. Щелкунов. Под ред. Л.М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.

91. Рыжкина Т.Е., Федорова Л.В. Исследование статических и спектральных трансатмосферных радиосигналов УКВ – СВЧ диапазона // Журнал радиоэлектроники, 2001. – № 2. – 16 с.

92. Рытов С.М. Кравцов Ю.Н., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. – М.: Наука, 1978. – 464 с.

93. Рудой В.М. Системы радиосвязи. Часть 1. – МО СССР, 1977. – 226 с.

94. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 8436 от 5 июня 2007 года. Программный комплекс по исследованию помехоустойчивости разнесенного приема на коррелированных рэлеевских замираниях / С.С. Манаенко, А.М. Еремин, М.Э. Солчатов, А.В. Сенокосова.

95. Связь военная. Термины и определения. ГОСТ В23609-86. – М.: Госкомитет СССР по Стандартам, 1986. – 48 с.

96. Семенов А.М., Сикарев А.А. Широкополосная радиосвязь. – М.: Воениздат, 1970. – 280 с.

97. Сенокосова А.В. Зависимость достоверности передачи информации в системах космической связи от параметров сигнала // Материалы IX региональной НТК «Вузовская наука – Северо-Кавказскому региону». Естественные и точные науки. Том 1. – Ставрополь: СевКавГТУ, 2005. – С. 97.

98. Сенокосова А.В. Зависимость надежности космической связи от выбора несущей частоты // Материалы XIX научно-технической конференции «Проблемы повышения устойчивости каналов систем боевого управления в условиях воздействия дестабилизирующих факторов различной природы». – Ставрополь: СВИС РВ, 2006 – С. 84.

99. Сенокосова А.В. Зависимость электромагнитной доступности радиоизлучения систем спутниковой связи от выбора частоты // Сборник научных трудов. Вып. 24. – Ставрополь: СВИС РВ, 2007. – С. 278–281.

100. Сенокосова А.В. Метод прогнозирования энергетической скрытности систем спутниковой связи при использовании пониженных частот и пространственно-разнесенного приема сигналов: дисс. … канд. техн. наук. – Ставрополь: СевКавГТУ, 2011. – 264 с.

101. Сенокосова А.В., Солчатов М.Э., Стрекалов А.В., Чипига А.Ф. Математическая модель ионосферы для оценки поглощения радиоволн в системах космической связи // Инфокоммуникационные технологии. – 2006. – Том 4. – № 1. – С. 77–82.

102. Сердюков П.Н. и др. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. – М.: АСТ, 2006. – 403 с.

103. Серков В.П., Слюсарев П.В. Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн. Часть 2. Распространение радиоволн. – Л.: ВАС, 1973. – 255 с.

104. Системный анализ и принятие решений в деятельности учреждений реального сектора экономики, связи и транспорта / М.А. Асланов и др.; Под ред. В.В.Кузнецова. – М.: ЗАО «Издательство «Экономика»», 2010. – 406 с.

105. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

106. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. – М.: Связь, 1979. – 592 с.

107. Спутниковая связь и вещание /Под ред. Л.Я. Кантора – М.: Радио и связь, 1988. – 344 с.

108. Стейн С., Джонс Д. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. – М.: Связь, 1971. – 376 с.

109. Стрекалов А.В., Сенокосова А.В., Галушко Ю.И., Коваль С.А. Измерение интенсивности неоднородностей ионосферы при помощи спутниковых навигационных приемников // Компьютерные науки и технологии. Ч.2: сборник трудов 1-й Международной НТК. – Белгород: ГиК, 2009. – С. 111–113.

110. Телицын А.М. Синтез и разработка радиотехнических систем передачи дискретной информации. – М.: МО СССР, 1978. – 195 с.

111. Теоретические основы радиолокации / А.А. Коростелев, Н.Ф. Клюев, Ю.А. Мельник и др; Под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.

112. Теория электрической связи / Под ред. Д.Д, Кловского. – М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.

113. Тепляков И.М. Ионосферные искажения цифровых сигналов с широкополосной модуляцией // Радиотехника, 1984. – №4. – 8–13 с.

114. Тепляков И.М., Калашников И.Д., Рощин Б.В. Радиолинии космических систем передачи информации. – М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.

115. Толковый словарь по радиофизике. Основные термины. – М.: Русский язык, 1993. – 357 с.

116. Толковый словарь по радиоэлектронике. Основные термины. – М.: Русский язык, 1993. – 246 с.

117. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977 – 400 с.

118. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.

119. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.

120. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки… Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теориях связи. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.

121. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства. – М.: Связь, 1977. – 440 с.

122. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы. – Минск: «Высшая школа», 1988. – 370 с.

123. Черенкова Л.Е., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.

124. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. – М.: Сов. радио, 1972. – 464 с.

125. Чипига А.Ф., Пашинцев В.П. Повышение энергетической скрытности систем спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата // Нелинейный мир. – М., 2013. – Т. 11. – № 9. – С. 659–671.

126. Чипига А.Ф., Пашинцев В.П., Слюсарев Г.В., Сенокосова А.В. Решение проблемы обеспечения энергетической скрытности в системах спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата // Наукоемкие технологии. – М., 2012. – Т. 13. – № 7. – С. 30–34.

127. Чипига А.Ф., Сенокосова А.В. Системный анализ энергетической скрытности спутниковой связи при близком размещении приемника радиоперехвата // Вестник Северо-Кавказского федерального университета. – Ставрополь, 2012. – № 1 (30). – С. 17–20.

128. Чипига А.Ф., Дагаев Э.Х. Оценка интервала пространственной корреляции замираний в трансионосферном канале связи // Теория и техника радиосвязи. – Воронеж, 2011. – № 2. – С. 54–56.

129. Чипига А.Ф., Сенокосова А.В. Защита информации в системах космической связи за счет изменения условий распространения радиоволн // Космические исследования. – 2007. – Т. 45. – № 1. – С. 59–66.

130. Чипига А.Ф., Сенокосова А.В. Способ обеспечения энергетической скрытности систем спутниковой связи // Космические исследования. – 2009. – Т. 47. – № 5. – С. 428–433.

131. Чипига А.Ф., Дагаев Э.Х., Сенокосова А.В., Шевченко В.А. Модель ионосферы для расчета поглощения волны в системах спутниковой связи // Теория и техника радиосвязи. – Воронеж, 2011. – № 4. – С. 97–101.

132. Электромагнитная совместимость систем спутниковой связи / Под ред. Л.Я.Кантора и В.В.Ноздрина. – М.: НИИЭИР, 2009. – 280 с.

133. Электромагнитные поля и волны / Под ред. В.В. Каменева. – СПб.: ВАС, 2006. – 232 с.

134. Энергетические характеристики космических радиолиний / Г.П. Вимберг, Ю.В. Виноградов, А.Ф. Фомин и др.; под ред. О.В. Зенкевича. – М.: Сов. радио, 1972. – 495 с.

135. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., Павельев А.Г. Распространение радиоволн. – М.: ЛЕНАНД, 2009. – 496 с.

136. Aarons J., Lin B. Development of high latitude phase fluctuations during the January 10, April 10 – 11, and May 15, 1997 magnetic. // J. Atmos. Sol. – Terr. Phys., 1999 – V. 61 – P. 309–327.

137. Aarons J., Mendillo M., Kudeki E. et al. GPS phase fluctuations in the equatorial region during the MISETA 1994 campaign. // J. Geophys. Res., 1996 – V. 101 – P. 26851–26862.

138. Aarons J., Mendillo M., Yantosca R. GPS phase fluctuations in the equatorial region during sunspot minimum. // Radio Science, 1997 – V. 32 – № 4 – P. 1535–1550.

139. Bhattacharrya A., Beach T.L., Basu S. Nighttime equatorial ionosphere: GPS scintillations and differential carrier phase fluctuations. // IEEE Transaction on communication systems, 1963 – V. CS – 11 – № 2 – P. 170–186.

140. Breed A.M., Goodwin G.L., Silby J.H. Total electron content measurements in the southern hemisphere using GPS satellites, 1991 to 1995. // Radio Science, 1998 – V. 33 – № 6 – P. 1705–1726.

141. Bedrosian E. Transionospheric propogation of FM signals // IEEE Transaction on communication technology, 1970 – Vol. Com. 18 – № 2 – P. 102–109.

142. Gherm V.E., Zernov N.N. Scattering function of the fluctuating ionosphere in the HF band. // Radio Science, 1998 – V. 33 – № 4 – P. 1019–1033.

143. Grimault C. A multiple phase screen technique for electromagnetic wave propagation through random ionospheric irregularities. // Radio Science, 1998 – V. 33 – № 3 – P. 595–605.

144. Ho C.M., Iijima B.A., Lindqwister X.P. et al. Ionospheric total electron content perturbations monitored by the GPS global network during two northern hemisphere winter storms. // J. Geophys. Res., 1998 – V.103 – p. 26409–26420.

145. Liu C.H., Wernik A.W., Yeh K.C. Propagation of pulse trains trough a random medium. // IEEE Trans. Antennas Propogat., 1974 – V.AP – 22 – P. 624–627.

146. Liu C.H., Wernik A.W. A characterization of transionospheric fading communication channel. // IEEE Trans. Commun., 1975 – V.COM – 23 – P. 773–776.

147. Pashintsev V.P., Chipiga A.F., Tsymbal V.A, Shimanov S.N. Procedure for Calculating the Dependence of the Energy Concealment Factor on Carrier Frequency Selection for Low-Frequency Satellite Communications System // Automatic Control and Computer Sciences, 2016, Vol. 50, No. 6, pp. 408–414.

148. Pashintsev V.P., Chipiga A.F., Tsymbal V.A., Zelenevskiy V.V. Low-Frequency Satellite Communication System Technical Means' Parameters Synthesis by the Requirements for Energetic Concealment and Noise Immunity // Automatic Control and Computer Sciences, 2018, Vol. 52, No. 3, pp. 243–249.

Научное издание

Чипига Александр Федорович
Сенокосова Анна Владимировна
Пашинцев Владимир Петрович
Гончаров Дмитрий Геннадиевич

Низкочастотные системы спутниковой связи с повышенной энергетической скрытностью

Монография

Издательство «Наукоемкие технологии»
ООО «Корпорация «Интел Групп»
https://publishing.intelgr.com
E-mail: publishing@intelgr.com
Тел.: +7 (812) 945-50-63

Подписано в печать 28.11.2025.
Формат 60×84/16
Объем 13,375 п.л.
Тираж 500 экз.

ISBN 978-5-00271-054-6

