

УДК 551.594

АНАЛИЗ ОДНОПУНКТОВЫХ МЕТОДОВ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ГРОЗОВОГО РАЗРЯДА

И. И. Кононов¹, И. Е. Юсупов¹, Н. В. Кандарацков²

¹ Санкт-Петербургский госуниверситет, г. С.-Петербург;

² ООО «Цифровой дракон», г. Москва, Россия

В настоящей работе рассмотрены различные алгоритмы однопунктового определения координат сильноточного молниевых разряда в рамках его модели в виде произвольно ориентированного электрического диполя. Обсуждаемые алгоритмы основаны на совместной обработке вертикальной составляющей электрической и горизонтальных составляющих магнитной компонент электромагнитного поля разряда. Приведены модельные оценки погрешностей некоторых алгоритмов, обусловленных влиянием внешних атмосферных и промышленных помех. Результаты позволяют сформулировать требования к аппаратному обеспечению грозопеленгаторов-дальномеров и оценить границы их оперативного использования при условии достижения требуемой точности. Обсуждены данные полевых испытаний действующих макетов таких устройств в реальной грозовой обстановке, подтверждающие возможность их применения для пассивной однопунктовой локализации грозовых очагов.

ВВЕДЕНИЕ

К настоящему времени разработаны десятки методов и систем пассивной локализации гроз, широко используемых для решения практических задач. Среди этих систем особое место занимают однопунктовые грозопеленгаторы-дальномеры. Они состоят из пеленгатора, в котором для определения пеленга традиционно используются скрещённые магнитные рамки, и $E-H$ -дальномера, в котором используется различная зависимость от расстояния вертикальной электрической и горизонтальных магнитных составляющих электромагнитного поля излучения молниевых разряда. Анализ этих составляющих позволяет существенно ослабить влияние на оценку расстояния до разряда вариаций параметров источника излучения, значительно ограничивающих точность оценки в большинстве известных методов однопунктовой дальнометрии. По точности локализации однопунктовые методы заметно уступают многопунктовым разностно-дальномерным системам локализации гроз, развёртываемым в большинстве стран мира. Однако в силу очевидных преимуществ однопунктовых грозопеленгаторов-дальномеров: простоты в изготовлении и эксплуатации, автономности, мобильности, экономичности и дешевизны, — их дальнейшее совершенствование по-прежнему не теряет актуальности.

Существует целый ряд модификаций $E-H$ -дальномеров, отличающихся способом оценки расстояния до разряда. Их основные характеристики перечислены и кратко проанализированы в работе [1]. Некоторые из таких модификаций нашли практическое применение в виде действующих макетов специализированных приборов, используемых в научных исследованиях, а также серийных приборов «Очаг», «Очаг-2П» [2].

Тенденции развития методов локализации гроз последних лет связаны с увеличением надёжности и точности местоопределения не только молниевых разрядов между облаком и Землёй, но также внутриоблачных и межоблачных разрядов. Повысившийся интерес к разрядам этих типов обусловлен возросшими потребностями метеорологии, а также изготовлением корпусов летательных аппаратов из композитных материалов, повышающих опасность воздействия электромагнитного излучения именно этих типов разрядов на авиационное электронное оборудование. Упомянутые выше грозопеленгаторы-дальномеры уже не отвечают изменившимся практическим

требованиям. Необходима разработка новых алгоритмов и устройств, обеспечивающих оценку пространственной ориентации излучателя и более эффективное подавление промышленных и сетевых радиопомех. С этой целью в Санкт-Петербургском госуниверситете был спроектирован и изготовлен цифровой аналог грозопеленгатора-дальномера «Очаг». Он снабжён усложнённой модификацией импульсного E - H -дальномера [3], позволяющей учитывать возможные вариации пространственной ориентации излучающего диполя, и быстродействующим широкополосным импульсным пеленгатором. Последний оценивает пеленг по соотношению магнитных составляющих электромагнитного поля, измеряемых в пределах переднего фронта первой полуволны регистрируемого сигнала. Там же был разработан алгоритм цифрового фазочастотного E - H -дальномера, используемого в составе грозопеленгатора-дальномера «ФАГ-1М», серийно изготавливаемого в настоящее время фирмой «Цифровой дракон». Следует отметить также цикл публикаций [4–8], в которых обсуждаются новые версии алгоритмов E - H -дальнометрии и пеленгации, позволяющие с повышенной (по мнению авторов) точностью оценивать расстояние до излучателя, его азимут и угол места относительно точки наблюдения.

Алгоритмы дальнометрии и пеленгации, описываемые в упомянутых работах, предполагают использование не только волновых форм (или спектров) импульсов, возбуждаемых в электрическом и магнитном трактах регистрации, но и их временных производных различного порядка. Это позволяет определять не только дальность до источника, но и его азимут и угол места. Однако авторы этих алгоритмов, стремясь найти приемлемую математическую форму решения задачи, неизбежно сталкиваются с ухудшением их помехостойкости, особенно заметным при повышении порядка используемых временных производных.

Сравнительный анализ существующих алгоритмов и устройств однопунктовой дальнометрии и пеленгации сильноточных молниевых разрядов и их новых модификаций, предложенных в последние годы, составляет основную цель и содержание настоящей работы.

1. E - H -МЕТОДЫ ОДНОПУНКТОВОЙ ДАЛЬНОМЕТРИИ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Источником электромагнитного излучения молнии считается произвольно ориентированный точечный электрический диполь, расположенный над плоской, идеально проводящей поверхностью земли. Точка наблюдения считается расположенной на поверхности земли. Пространство над поверхностью земли считается вакуумом. Некоторые оценки применимости такой модели приводятся в публикациях [10, 11] и в настоящей работе детально не обсуждаются. Согласно этим оценкам, для расчёта компонент поля с погрешностью единицы процентов эта модель применима начиная с расстояний $15 \div 20$ км от основания источника излучения. Наличие верхней границы по расстоянию, где применима рассматриваемая модель, связано со сферичностью Земли, её конечной проводимостью и существованием ионосферы. Оценки [11] функции ослабления, учитывающие первые два фактора, показывают, что для очень низкочастотного диапазона ($0,3 \div 30$ кГц), являющегося рабочим для различных версий однопунктовых грозопеленгаторов-дальномеров, погрешности расчёта полей в рамках рассматриваемой модели также не превышают $2 \div 3\%$ при проводимости подстилающей поверхности земли $10^{-2} \div 10^{-3}$ См/м.

В соответствии с обозначениями углов и расстояний на рис. 1, которые для удобства последующего сопоставления с другими работами соответствуют публикации [4], выражения для основных компонент электромагнитного поля произвольно ориентированного дипольного источника, расположенного над плоской идеально проводящей земной поверхностью, имеют следующий вид:

$$E_z = \frac{1}{2\pi\epsilon_0 c^2 R} \left\{ [\sin(\theta) \cos(\theta) \cos(\psi - \psi_0) - \sin^2(\theta) \cos(\theta_0)] P'' + \right.$$

$$+ [3 \sin(\theta) \cos(\theta) \sin(\theta_0) \cos(\psi - \psi_0) - 3 \sin^2(\theta) \cos(\theta_0) + 2 \cos(\theta_0)] (\alpha P' + \alpha^2 P) \Big\}, \quad (1a)$$

$$H_x = \frac{\sin(\theta) \cos(\theta_0) \sin(\psi) - \cos(\theta) \sin(\theta_0) \sin(\psi_0)}{2\pi\epsilon_0 Z_0 c^2 R} (P' \alpha + P''),$$

$$H_y = - \frac{\sin(\theta) \cos(\theta_0) \cos(\psi) - \cos(\theta) \sin(\theta_0) \cos(\psi_0)}{2\pi\epsilon_0 Z_0 c^2 R} (P' \alpha + P''), \quad (16)$$

$$E_x = E_y = H_z = 0.$$

Здесь $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, $\epsilon_0 = 8,84 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $\alpha = c/R$, c — скорость света, $P(t)$ — дипольный момент источника излучения.

Как видно из приведённых выражений, структура электрической компоненты электромагнитного поля определяется влиянием статического, индукционного и волнового слагаемых, пропорциональных соответственно дипольному моменту, его первой и второй производным по времени с коэффициентами, зависящими от расстояния до диполя и угловых координат точки его расположения. Магнитные компоненты имеют одинаковую структуру и отличаются от электрической компоненты отсутствием статического слагаемого. Это отличие как раз и является основой построения различных версий E - H -дальномеров.

В большинстве грозопеленгаторов-дальномеров пеленг на излучатель оценивается по формуле $\varphi = \arctg(H_x/H_y)$, в которую входит отношение амплитуд (16). Первое и второе слагаемые в числителях выражений для этих амплитуд определяются соответственно вертикальной и горизонтальной проекциями излучателя. Как следует из выражений (16), истинный пеленг ψ формируется первыми слагаемыми в амплитудах магнитных компонент, определяемыми вертикальной проекцией излучателя. Вторые слагаемые в амплитудах определяются его горизонтальной проекцией и приводят к поляризационным ошибкам в оценке пеленга. Отношение этих слагаемых определяет ошибки и зависит от исходного соотношения проекций диполя, его ориентации в горизонтальной плоскости ψ_0 и расстояния до источника.

У сильноточных разрядов между облаком и землёй вертикальная компонента более чем на порядок превосходит горизонтальную (особенно в начальной, приземной фазе их развития). По-

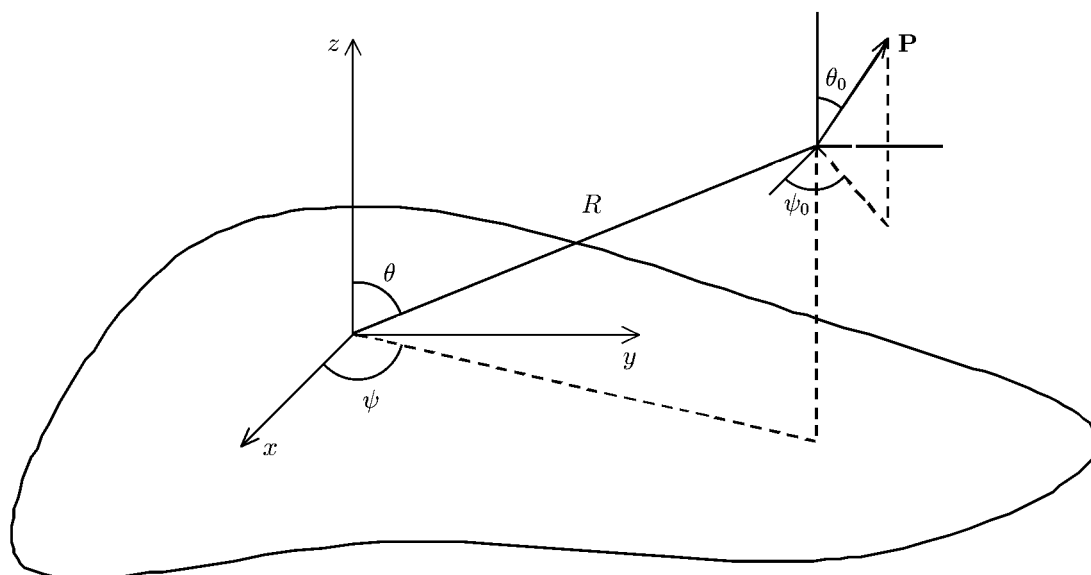


Рис. 1. Геометрия задачи

этому на расстояниях более 20 км поляризационная составляющая ошибки пеленга не превышает $1^\circ \div 2^\circ$, если пеленг определяется по соотношению магнитных компонент в пределах фронтальной части сигналов. Как показывают приведённые ниже экспериментальные оценки погрешностей пеленгации, для большинства внутриоблачных молниевых вспышек, в структуре которых есть сильноточные компоненты, имеющие сопоставимые проекции в вертикальной и горизонтальных плоскостях, значительные поляризационные ошибки, достигающие нескольких десятков градусов, имеют место лишь при малых (до $10 \div 20$ км) расстояниях от излучателя. В соответствии с оценками [1] такие ошибки соответствуют отклонениям диполя от вертикали менее $45^\circ \div 60^\circ$.

Рассмотрим кратко основные идеи построения различных E - H -дальномеров. Для реализации дальномерного алгоритма можно использовать любую из горизонтальных компонент поля (целесообразно брать ту из них, которая имеет максимальную амплитуду), поэтому перепишем выражения (1) в упрощённом виде:

$$E(\alpha, m_0, t) = (q\alpha^2 + q'\alpha) m_0 + q'', \quad H(\alpha, H_0, t) = H_0 (q'\alpha + q''). \quad (2)$$

Здесь $q(t) = p(t) [\sin(\theta) \cos(\theta) \sin(\theta_0) \cos(\psi - \psi_0) - \sin^2(\theta) \cos(\theta_0)] / (2\pi\epsilon_0 c^2 R)$ — приведённый дипольный момент источника, $m_0 = 3 + 2 \cos(\theta_0) / [\sin(\theta) \cos(\theta) \sin(\theta_0) \cos(\psi - \psi_0) - \sin^2(\theta) \cos(\theta_0)]$ — фактор пространственной ориентации излучателя (для вертикального диполя, расположенного на поверхности земли, он равен 1), H_0 — относительный амплитудный множитель магнитной компоненты поля.

При реализации дальномерных алгоритмов приходится иметь дело с напряжениями $U_E(t)$ и $U_H(t)$ на выходах фильтров, а не с компонентами (1) полей E и H . При этом в качестве $U_H(t)$ может быть использован отклик того из каналов, амплитуда сигнала в котором имеет максимальное значение. Эти отклики могут быть представлены в терминах преобразования Фурье:

$$\begin{aligned} U_E(\omega) &= C_E K(\omega) (-\omega^2 + i\omega m_0 \alpha + m_0 \alpha^2) K_E(\omega) P(\omega), \\ U_H(\omega) &= C_H K(\omega) (-\omega^2 + i\omega \alpha) K_H(\omega) P(\omega). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $K(\omega)$ — суммарные коэффициенты передачи фильтров для: 1) согласования антенных датчиков электрического и магнитных трактов с последующими цепями, 2) идентификации их амплитудно-частотных характеристик, 3) подавления атмосферных и промышленных радиопомех, 4) устранения (уменьшения) влияния подмены частот при цифровой обработке сигналов. Частотные функции $K_E(\omega)$ и $K_H(\omega)$ — коэффициенты передачи специальных фильтров-антидрасс, имеющие вид, обратный частотным операторам в круглых скобках соотношений (3), и используемые в первоначальных вариантах E - H -дальномеров для извлечения информации об искомой дальности. Величины $C_E = K_{0E} A_E(\theta, \theta_0, \psi, \psi_0) / (2\pi\epsilon_0 c^2 R)$ и $C_H = K_{0H} A_H(\theta, \theta_0, \psi, \psi_0) / (2\pi c R)$ зависят от угловых параметров $\theta, \theta_0, \psi, \psi_0$, расстояния R и коэффициентов усиления электрического (K_{0E}) и магнитного (K_{0H}) приёмных каналов (трактов), выравнивающих их чувствительность.

Значения C_E и C_H априорно не известны в силу неопределённости пространственных параметров излучающего диполя и точных эффективных высот электрической и магнитных антенн. Точная амплитудная калибровка каналов и обеспечение идентичности их частотных характеристик представляет непростую техническую задачу. Она может осуществляться либо по сигналам радиостанций, либо путём регистрации дальних атмосфериков. При этом точность такой калибровки обычно не превышает $5 \div 10\%$, в силу чего относительный амплитудный множитель H_0 в выражении (2) приходится рассматривать как ещё один подлежащий оценке параметр.

Рассмотрим фильтры с коэффициентами передачи $K_E(\omega)$ и $K_H(\omega)$, обратными суммам в

скобках в выражении (3):

$$K_E(\omega) = \frac{1}{-\omega^2 + i\omega m\beta + m\beta^2}, \quad K_H(\omega) = \frac{1}{-\omega^2 + i\omega}. \quad (4)$$

Обозначим отклики этих фильтров через $P_E(t)$ и $P_H(t)$. При условии $\beta = \alpha$ и $m = m_0$ эти отклики по форме идентичны друг другу и с точностью до постоянного коэффициента совпадают с $P(t)$. Таким образом, расстояние может быть оценено путём минимизации разностей откликов $P_E(t)$ и $P_H(t)$ и подбором параметров m и β .

Первые варианты импульсных E - H -дальномеров основывались на представлении источника в виде вертикального диполя. В этом случае параметр m_0 в (2) не отличается от 1 с точностью до единиц процентов на расстояниях свыше $10 \div 20$ км. Соответственно, параметр m в первом из соотношений (3) также может быть принят равным 1. Коэффициенты передачи фильтров-антитрасс $K_E(\omega)$ при этом имеют наиболее простой вид и могут быть реализованы с использованием аналоговых RLC -цепей с одним перестраиваемым параметром β .

В одной из первых версий дальномера [12] применялись несколько пар фильтров вида (3) с параметрами, соответствующими расстояниям в интервале $10 \div 100$ км с шагом 10 км, определяющим точность дискретной оценки дальности. Порядок следования по времени переходов через нуль откликов этих пар зависит от соотношения истинного расстояния и значения, соответствующего настройке фильтров. Так, в случае прихода атмосферика с расстояния, меньшего значения, на которое настроена пара, нулевой переход в H -канале опережает нуль отклика E -тракта. При обратном соотношении расстояний временной порядок следования нулей меняется на противоположный.

Использование переходов через нуль позволило очень просто решить проблему неопределённости амплитуд откликов P_E и P_H . Однако расхождение откликов резко уменьшалось с увеличением расстояния до источника излучения, что приводило к нелинейной шкале дискретной настройки фильтров. При этом внешние и внутренние помехи вызывали флуктуации нулевых переходов и препятствовали уменьшению шага шкалы, что ограничивало снизу относительную погрешность дальности величиной $20 \div 25$ %.

В последующей модификации дальномера анализировались не только знак, но и разность нулевых переходов по времени в смежных (по значениям расстояний) парах K_E - и K_H -фильтров. В случае прихода атмосферика из интервала расстояний, соответствующих настройке этих смежных пар, расхождения их нулевых переходов имели противоположные знаки, а их абсолютные величины определялись отливом измеряемого расстояния от опорных значений. Используя линейную или квадратичную интерполяцию этих расхождений в зависимости от расстояния до источника, был построен алгоритм оценки дальности для грозопеленгатора-дальномера «Очаг-2П» [2]. Такая методика позволила сократить количество пар фильтров с дискретными настройками и в то же время получать непрерывную оценку искомого расстояния. Как показали результаты полевых испытаний и последующей эксплуатации этого грозопеленгатора-дальномера, относительную погрешность дальнометрии удалось снизить до $10 \div 15$ % лишь в сравнительно небольшом интервале расстояний $30 \div 50$ км. Вне этого интервала погрешности возрастали и увеличивались на краях зоны обслуживания (10 и 100 км) более чем в два раза. На малых расстояниях это было связано, главным образом, с отливом молниевых разрядов от диполя и вариациями его пространственной структуры, а на больших — с влиянием помех. Отклонение ориентации отдельных сегментов разряда от вертикали (особенно заметно проявляющееся для внутриоблачных и межоблачных разрядов) приводит к поляризационным ошибкам как пеленга на излучатель, так и его удалённости.

Дальнейшие усилия разработчиков были направлены на преодоление влияния указанных факторов. Так, оставаясь в рамках методов дальнометрии, основанных на применении фильтров-антитрасс с коэффициентами передачи вида (4), авторы [3] рассмотрели алгоритм совместной оценки расстояния R и введённого выше параметра пространственной ориентации излучателя m_0 . Обработка (с использованием метода наименьших квадратов) временных отсчётов всего регистрируемого импульса, а не только нулевых переходов, повысила в несколько раз помехостойкость метода. Это позволило уменьшить шаг перестройки фильтров по расстоянию до 1 км. При аналоговой фильтрации весьма затруднительно (практически невозможно) перестраивать параметры фильтров в соответствии с требуемым шагом изменения оцениваемых параметров m_0 и R . Эту проблему удалось разрешить методами цифровой фильтрации. Используя билинейное z -преобразование $i\omega = 2(z-1)/[T(z+1)]$, где T — период квантования сигналов, можно получить цифровые аналоги коэффициентов передачи фильтров-антитрасс (4) в виде

$$K_E(z) = K_0^E \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2z^{-1}(1 - m\beta_1^2)/(1 + m\beta_1 + m\beta_1^2) + (1 - m\beta_1 + m\beta_1^2)z^{-2}/(1 + m\beta_1 + m\beta_1^2)}, \quad (5)$$

$$K_H(z) = K_0^H \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2z^{-1}/(1 + \beta_1) + (1 - \beta_1)z^{-2}/(1 + \beta_1)}, \quad (6)$$

где $\beta = cT/(2R)$. Оба таких фильтра являются рекурсивными фильтрами второго порядка.

Рассмотрим функционал $\Delta = \sum_{i=1}^N [P_E(i) - AP_H(i)]^2$, зависящий от параметров A , m_0 и R (i — номер текущего временного отсчёта). Минимизируя его по амплитудному параметру A методом наименьших квадратов, нетрудно получить оценку $A = \sum_{i=1}^N P_E(i)P_H(i) / \sum_{i=1}^N (P_H^i)^2$. После этого проблема отыскания R может быть сведена к минимизации другого функционала

$$\delta = 1 - \frac{\left[\sum_{i=1}^N P_E(i)P_H(i) \right]^2}{\sum_{i=1}^N P_E^2(i) \sum_{i=1}^N P_H^2(i)}, \quad (7)$$

по двум оставшимся параметрам m_0 и R . Модельные исследования [3] поверхности $\delta(m_0, R)$ показали значительную связь между этими параметрами, проявляющую в виде узкого унимодального «оврага», расплывающегося при наличии «белого» шума. При отношении шум/сигнал менее 2 % расплывание «оврага» не снижает точность оценки параметров. При его увеличении до 10 % наблюдается систематическая погрешность 15÷20 %. Величина δ как функция длительности анализируемых сигналов стабилизируется при длительностях 250÷300 мкс. Это позволяет, ограничивая время обработки сигналов приведёнными выше значениями, практически полностью исключить влияние ионосферных отражений на расстояниях до 100 км, что является одним из преимуществ рассматриваемого метода.

Можно построить алгоритмы E - H -дальнометрии, основанные на спектральных представлениях сигналов. Различные амплитудно-частотные и фазочастотные алгоритмы реализуются для двух-трёх дискретных частот, что обсуждается в работе [1]. Здесь рассмотрим спектрально-фазовый алгоритм, встраиваемый в виде программного блока в структуру серийно изготавливаемого грозопеленгатора-дальномера «ФАГ-1Н» и основанный на измерении непрерывной частотной зависимости разностей фаз $\Delta\Phi_{EH}$ между спектральными компонентами полей E и H , описываемыми соотношениями (3). В этом случае также можно исключить влияние неточного знания амплитуд сигналов в электрическом и магнитном трактах. Как следует из соотношений

(3), выражение для разности фаз имеет вид

$$\Delta\Phi_{EH} = -\arctg\left(\frac{c^3}{\omega^3} \frac{m_0}{R^3} + \frac{c}{\omega} \frac{m_0 - 1}{R}\right). \quad (8)$$

Расстояние до источника оценивается путём минимизации (по параметрам R и m_0) функционала невязки

$$\Delta = \sum_{i=1}^N [\Delta\Phi_{EH}^{\text{рег}}(i) - \Delta\Phi_{EH}^{\text{выч}}(i)]^2 \quad (9)$$

между частотными выборками $\Delta\Phi_{EH}^{\text{рег}}(i)$ зарегистрированных разностей фаз и соответствующими значениями $\Delta\Phi_{EH}^{\text{выч}}(i)$, вычисленными по формуле (8). В рабочей версии дальнометра минимум функционала (9) находится путём перебора расстояния с шагом 1 км в интервале 10÷150 км и параметра m_0 с шагом 0,1 в интервале от 0 до 2. Последнему интервалу отвечают практически все разряды, находящиеся на расстояниях более 10 км и характеризующиеся отклонением пеленга от вертикали менее 60°. Этому условию удовлетворяют не только разряды между землёй и облаком, но и подавляющее большинство внутриоблачных разрядов.

В фазовом алгоритме важную роль играет рабочий частотный диапазон. Его центральную частоту целесообразно согласовывать с величиной $f_i = c/(2\pi R_i)$, соответствующей текущему расстоянию R_i , а границы брать в пределах двух октав относительно этого значения, что обеспечивает оценку дальности с наименьшей погрешностью. Однако, как следует из этого соотношения, для расстояний около 100 км большая часть рабочего диапазона перекрывается с частотами сетевых гармоник. Последние при «плохой» сети заметно влияют на точность оценки параметров. Учитывая этот факт, а также то обстоятельство, что «полезный» сигнал в E - H -методах сосредоточен в области ниже 1 кГц, нужно с большой осторожностью выбирать граничную частоту фильтров высоких частот, обычно используемых для подавления сетевой помехи. В соответствии с модельными оценками погрешностей описанных выше алгоритмов дальнометрии (некоторые результаты которых приведены ниже) допустимая граничная частота фильтра верхних частот не должна превышать 300 Гц. Для пеленгатора таких ограничений нет, и его нижняя рабочая частота может быть повышена до единиц килогерц без потери точности пеленгования.

2. ТОЧНОСТЬ РАССМАТРИВАЕМЫХ АЛГОРИТМОВ ДАЛЬНОМЕТРИИ

Помехоустойчивость рассмотренных выше алгоритмов оценивалась путём модельных расчётов характеристик атмосфериков с аппроксимацией дипольных моментов молниевых разрядов в виде

$$P(\omega) = 6P_0 a^3 / (-i\omega + a)^4. \quad (10)$$

Вариация параметра a в интервале $(0,2 \div 1) \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ позволяет описать статистические свойства спектров большинства сильноточных молниевых разрядов в очень низкочастотном диапазоне [1]. В качестве внешних помех для модельного атмосферика рассматривалась флуктуационная составляющая этих помех, моделируемая в этом диапазоне частот «белым» шумом, и промышленные сетевые наводки, моделируемые гармоническими сигналами с частотой 50 Гц и их гармониками со случайной фазой, равномерно распределённой в интервале $0 \div 2\pi$.

На рис. 2 приведены результаты модельных оценок погрешностей фазового алгоритма дальнометрии при расстоянии до разряда 10÷100 км. Эти оценки выполнены по 30 реализациям, рассчитываемым для каждого расстояния, увеличивающегося с шагом 5 км, при отношении 3% среднеквадратичного уровня помех обоих типов к амплитуде атмосферика. Графики построены

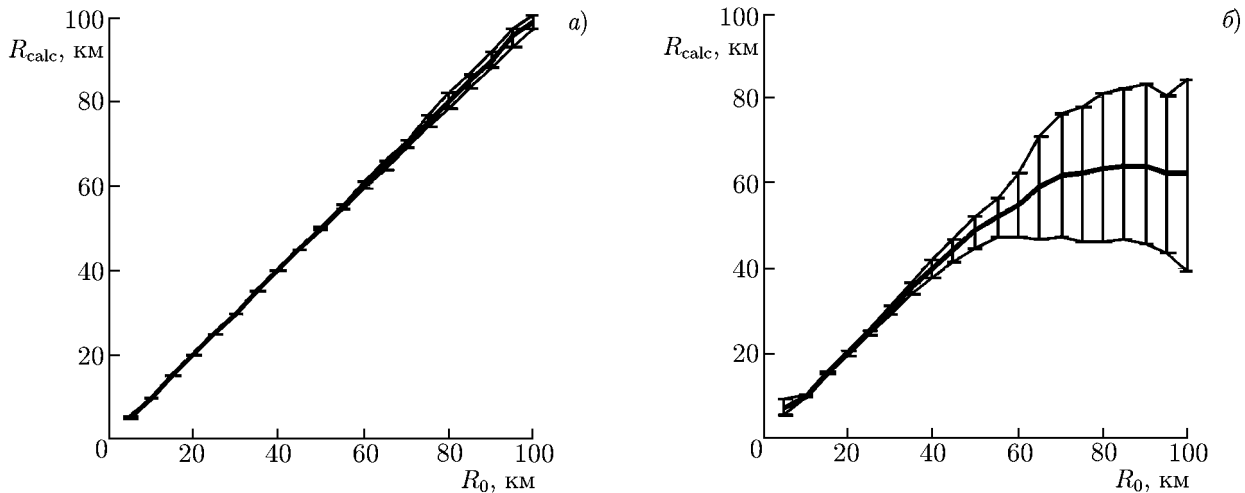


Рис. 2. Относительные погрешности фазового E - H -алгоритма дальнометрии, рассчитанные для отношения шум/сигнал 3% в случае флуктуационной составляющей помехи в виде «белого» нормального шума (а) и в случае сетевой помехи в виде гармонического сигнала с частотой 50 Гц и с фазой, равномерно распределённой в интервале $0 \div 2\pi$ (б)

с использованием аппроксимации (10) для значения $a = 3 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$. Из них видно, что при одинаковых отношениях шум/сигнал сетевая помеха оказывает большее влияние на погрешность оценки дальности и приводит как к случайным ошибкам, так и систематической погрешности, резко возрастающей при расстояниях свыше 50 км. Для импульсного E - H -алгоритма ошибки для обоих видов помех оказываются практически аналогичными приведённым на рис. 2 как по характеру изменения с расстоянием, так и по величине и поэтому здесь не приводятся.

Сетевые гармоники являются основной проблемой, возникающей при эксплуатации грозопеленгаторных-дальномерных устройств в реальных условиях. К сожалению, простые средства борьбы с этим видом помех помогают мало. Так, использование фильтров верхних частот с граничной частотой 300 Гц (по изложенным выше соображениям её увеличение выше этого значения не приводит к повышению точности алгоритма) ослабляет влияние нескольких первых гармоник частоты 50 Гц. Но нередко спектр реальной сетевой помехи может содержать заметные гармоники до десятого и даже более высоких порядков. В качестве иллюстрации на рис. 3а приведён гармонический состав (в относительных единицах) сетевой помехи (предварительно отфильтрованной аналоговым фильтром верхних частот второго порядка с граничной частотой 300 Гц), наведённой в магнитной антенне на крыше здания Физического института Санкт-Петербургского госуниверситета. Рисунок 3б наглядно иллюстрирует отношение сигнала атмосфера и наводки, оставшейся после такой фильтрации.

Помехи этого вида наиболее эффективно подавляются компенсационным способом: вычитанием из текущего сигнала, содержащего анализируемый атмосферик, аналогичного по длительности предшествующего или последующего сигнала, сдвинутого относительно него на 20 мс. Этот метод эффективно (более чем на 40 дБ) подавляет практически все гармоники сети (рис. 3в).

Приведём теперь некоторые результаты полевых испытаний макета грозопеленгатора-дальномера «Очаг-М», включающего программные модули описанных выше цифрового импульсного E - H -дальномера и быстродействующего импульсного очень низкочастотного пеленгатора. Испытания проводились в реальной грозовой обстановке летнего сезона 2001 года в южном регионе Франции. Поскольку их результаты ранее не публиковались, они могут представлять интерес для сопоставления с данными проверки систем и устройств однопунктовой пассивной локации,

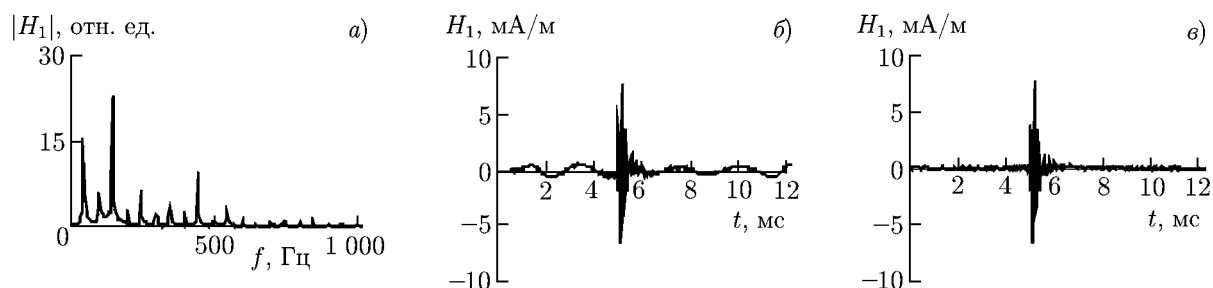


Рис. 3. Гармонический состав сетевой помехи в одном из магнитных трактов грозопеленгатора-дальномера после аналоговой фильтрации второго порядка верхних частот с граничной частотой 300 Гц (а). Отрезок временной реализации, содержащей полезный сигнал атмосферика и остаточную (после фильтрации) низкочастотную наводку (б). Тот же временной отрезок после компенсации (в)

разработанных в последующие годы.

В качестве поверочного инструмента использовалась французская многопунктовая ультракоротковолновая система SAFIR, до настоящего времени остающаяся одним из наиболее точных (среднеквадратичная погрешность определения координат отдельных разрядов в молниевой вспышке не превышает 1 км в радиусе 200 км от её центра) средств пассивной локации молниевых вспышек практически всех типов, возникающих как между землёй и облаком, так и внутри облаков [13]. Данные системы SAFIR и грозопеленгатора-дальномера «Очаг-М» синхронизировались с точностью до 5 мкс, но сохранялись в памяти компьютера с точностью 0,1 мс, достаточной для однозначной идентификации отдельных сильноточных компонент молниевых вспышек. Ввиду разного быстродействия пеленгационного и дальномерного алгоритмов их испытания проводились как раздельно, так и совместно. По результатам испытаний [14] был сделан вывод, что импульсный пеленгатор регистрирует от 30 до 70 % всех молниевых вспышек, фиксируемых системой SAFIR, и практически все повторные сильноточные разряды, развивающиеся между облаком и землёй. Среднеквадратичная ошибка пеленга достигала $20^\circ \div 25^\circ$ в диапазоне удалений до $15 \div 20$ км от источника, уменьшалась до $5^\circ \div 8^\circ$ при 50 км и до $2^\circ \div 5^\circ$ на больших расстояниях. Такие ошибки по оценкам [1] соответствуют сильноточным разрядам со средним углом отклонения от вертикали, не превышающим 60° , при высотах их расположения $5 \div 8$ км. В этот интервал отклонений укладывается, по нашим оценкам, до 90 % внутриоблачных разрядов. Поляризационные ошибки не превышали $2^\circ \div 3^\circ$ при расстояниях свыше 20 км для разрядов земля—облако, выделяемых по длительности переднего фронта широкополосных атмосфериков (в полосе частот $1 \div 200$ кГц) и пеленгу в его пределах.

Обобщим данные полевых испытаний грозопеленгатора-дальномера «Очаг-М», отобранные по наличию грозовой активности в пределах оперативной зоны обслуживания (до 150 км). Такой отбор осуществлялся после предварительной пространственно-временной кластеризации грозовой активности с использованием алгоритмов, описанных в [15].

На рис. 4 двумерные отображения смежных по времени 15-минутных отрезков грозовой активности иллюстрируют пространственное положение отдельных молниевых разрядов, независимо (несинхронно) локализованных системой SAFIR и грозопеленгатором-дальномером «Очаг-М» 31 мая 2001 года. Этот рисунок отображает типичные особенности, присущие различным грозовым дням. Так, грозопеленгатор-дальномер регистрирует заметно меньшее (почти на порядок) количество разрядов, чем система SAFIR. Это объясняется настройкой грозопеленгатора-дальномера на регистрацию только сильноточных обратных ударов земля—облако, осуществляемой путём селекции атмосфериков по длительности их первой полуволны, составляющей не менее 35 мкс, и выбором относительно высокого порога срабатывания (около 1 В/м). Значитель-

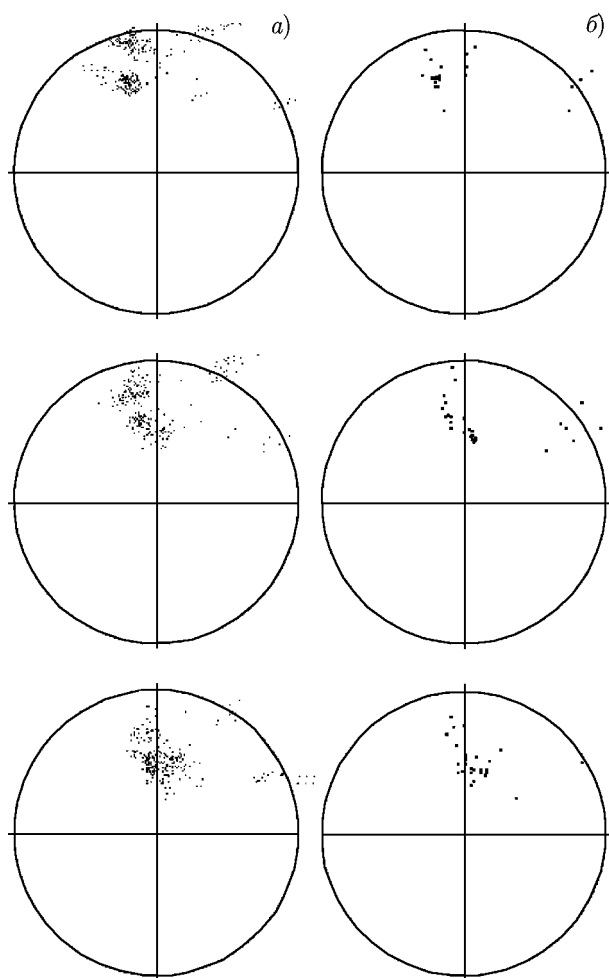


Рис. 4. Сопоставление грозовой активности, локализованной системой SAFIR (а) и грозопеленгатором-дальномером «Очаг-М» (б) за три смежных 15-минутных интервала в грозовой день 31 мая 2001 года. Радиусы окружностей равны 100 км

ная доля повторных разрядов также выпадала из обработки вследствие большого (около 100 мс) «мёртвого» времени дальномерного алгоритма.

На рис. 5 приведено поимпульсное сопоставление дальностей, полученных только при синхронной регистрации за весь дневной интервал развития грозовой активности с 12:00 до 18:00 местного времени для 23 и 31 мая 2001 года. Эти данные представлены в виде окружностей, радиусы которых пропорциональны количеству отдельных разрядов, разброс оценок расстояний до которых относительно среднего значения не превышает 1 км. Обе иллюстрации характеризуют неплохое качественное соответствие картин грозовой активности, получаемое с помощью системы SAFIR и грозопеленгатора-дальномера «Очаг-М».

По результатам обработки всех данных за грозовые дни 23 и 31 мая, 28 июня, 6, 7 и 10 июля 2001 года можно сделать следующие выводы.

1) Грозопеленгатор-дальномер пропускает отдельные грозовые кластеры, выделенные системой SAFIR. Обычно такие пропуски наблюдаются на начальной стадии развития многоячеековых долгоживущих (до нескольких часов) грозовых очагов. В результате грозопеленгатор-дальномер регистрирует начало грозовой активности с запаздыванием, в некоторых случаях достигающим нескольких десятков минут. Пропуски отдельных изолированных короткоживущих (до 30 мин) грозовых ячеек составляют $10 \div 15\%$. Как правило, все пропуски соответствуют грозовым ячейкам с подавляющим преобладанием внутриоблачных молниевых вспышек.

2) Среднеквадратичные случайные погрешности дальнометрии, полученные при поимпульсном сопоставлении синхронных данных, имеют наименьшее значение $5 \div 7\%$ в интервале дальностей до $30 \div 50$ км, увеличиваются до 10% на расстоянии 70 км и достигают $15 \div 20\%$ на расстояниях около 100 км.

3) Относительное систематическое смещение центров отдельных кластеров, выделенных и отождествлённых системой SAFIR и грозопеленгатором-дальномером, может достигать нескольких километров на расстояниях свыше $50 \div 60$ км. Эти отклонения укладываются в пределы модельных оценок погрешностей, обусловленных внешними помехами.

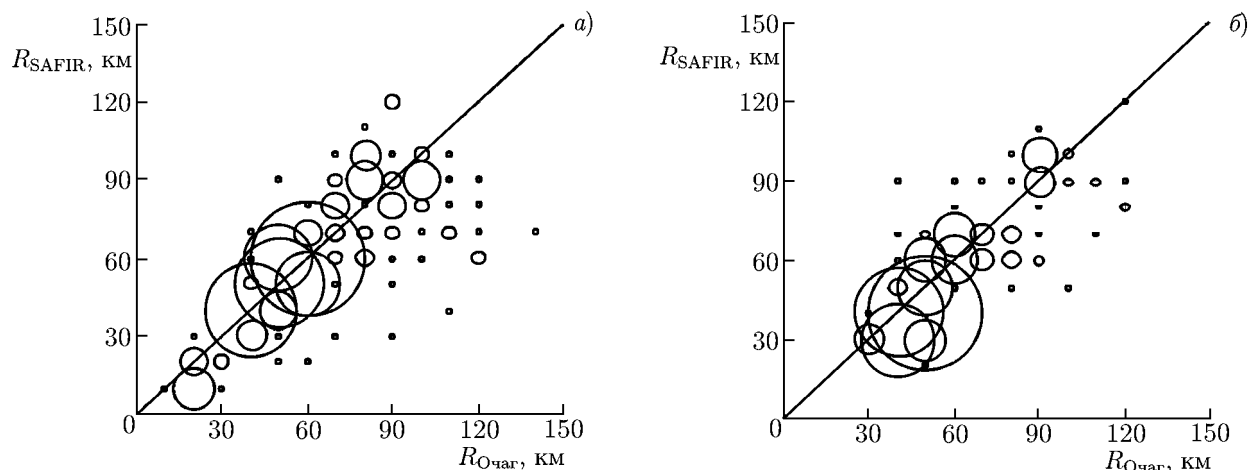


Рис. 5. Сопоставление оценок дальностей, полученных системой SAFIR и грозопеленгатором-дальномером «Очаг-М» 23.05.2001 (а) и 31.05.2001 (б)

3. АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ ВЕРСИИ *E-H*-АЛГОРИТМОВ ДАЛЬНОМЕТРИИ

В последние годы было предложено более десятка новых модификаций однопунктовых грозопеленгаторов-дальномеров с использованием *E-H*-дальномеров и пеленгаторов, претендующих на более высокую точность локации молниевых разрядов. Рассмотрим более подробно одну из наиболее интересных, с нашей точки зрения, версий, впервые опубликованной в [4] и в последующем развитой в работах [5–8]. Она также моделирует разряд в виде произвольно ориентированного электрического диполя, расположенного над идеально проводящей плоской поверхностью и, соответственно, использует основные компоненты (1) возбуждаемого им электромагнитного поля. Запишем множители перед магнитными компонентами поля (1) в виде, соответствующем вертикальному диполю,

$$\begin{aligned} w \sin \varphi &= \sin(\theta) \cos(\theta_0) \sin(\psi) - \cos(\theta) \sin(\theta_0) \sin(\psi_0), \\ -w \cos \varphi &= -\sin(\theta) \cos(\theta_0) \cos(\psi) + \cos(\theta) \sin(\theta_0) \cos(\psi_0), \end{aligned} \quad (11)$$

где $w = \sin(\theta) \cos(\theta_0) \sin(\psi - \psi_0) / \sin(\varphi - \psi_0)$. Приведём выражения для компонент поля (1) к виду

$$e(t) = K[(q\alpha^2 + q'\alpha)(3u - 2v) + q''u], \quad h(t) = (q'\alpha + q''). \quad (12)$$

Здесь $q(t) = wp(t)/(2\pi\epsilon_0 c^2 R)$ — функция времени, с точностью до константы соответствующая дипольному моменту $P(t)$,

$$K = \frac{G_E}{G_H c \epsilon_0}, \quad u = \sin(\theta) \cos(\varphi - \psi), \quad v = \frac{\sin(\varphi - \psi_0)}{\sin(\theta) \sin(\psi - \psi_0)}, \quad (13)$$

G_E, G_H — коэффициенты усиления электрического и магнитных трактов.

В последующем анализе величина K считается известной и равной 1. Заметим, что если параметр u вынести за скобки в (12) и рассматривать в качестве дополнительного амплитудного множителя у дипольного момента, то мы придём к соотношениям вида (2).

Предполагаем, что введенный согласно [4] псевдоазимут φ измеряется по обычной методике пеленгования [1] и также является известным. Магнитная компонента в (12) определяется по значению φ с помощью формулы $h(t) = -h_x(t) \sin(\varphi) + h_y(t) \cos(\varphi)$.

В работе [4] обсуждается так называемый «прямой» метод определения параметров α , u и v . Вводя величины

$$\tilde{e}_k = \int_0^\infty e^{(k)}(t) h^{(k)}(t) dt, \quad \tilde{h}_k = \int_0^\infty h^{(k)}(t) dt, \quad \tilde{g}_k = \int_0^\infty e^{(k+1)}(t) h^{(k)}(t) dt, \quad (14a)$$

где верхний индекс k означает порядок производной. Используя соотношения (12), получаем систему уравнений относительно параметров u , v и α^2 , решения которой имеют вид

$$u = \frac{\tilde{e}_2 \tilde{e}_0 - \tilde{e}_1^2}{\tilde{h}_2 \tilde{e}_0 - \tilde{h}_1 \tilde{e}_1}, \quad \alpha^2 = \frac{\tilde{h}_1 \tilde{e}_2 - \tilde{h}_2 \tilde{e}_1}{\tilde{h}_2 \tilde{e}_0 - \tilde{h}_1 \tilde{e}_1}, \quad v = \frac{\tilde{g}_0 + \alpha \tilde{e}_0}{\alpha \tilde{h}_0}. \quad (14b)$$

Оценка параметра α позволяет определить искомое расстояние $R = c/\alpha$. В соответствии с расчётами [5] для модели «белого» аддитивного шума, величина u существенно влияет на дисперсию оценки параметра α и, с этой точки зрения, её использование вполне оправдано и целесообразно. Остаётся невыясненной роль параметра v .

В последующей публикации [6] предложен так называемый «экстремальный» алгоритм оценки параметров α , u , v , основанный на методе наименьших квадратов. Ввиду невозможности аналитически исследовать этот алгоритм, в работе [6] проведена численная оценка влияния шумов квантования (по свойствам близким к «белому шуму») на погрешность измерения дальности. Он показал преимущество «экстремального» алгоритма над «прямым» алгоритмом [4] оценки параметров. В соответствии с оценками [6], при отношении шум/сигнал 10 % и более «... возможно необнаружение источника излучения», в то время как для этого отношения менее 2,5 % имеет место «... практическая безошибочность определения дальности». При этом точность «прямого» метода особенно заметно ухудшается по сравнению с «экстремальным» алгоритмом появляется на расстояниях менее 50 км, что, по мнению авторов, связано с приближённостью дипольного представления источника. Однако это соображение представляется не вполне обоснованным, поскольку (как это следует из текста работы) численные оценки проводились с использованием временных форм атмосфериков различных типов (по классификации Тейлора), рассчитываемых в рамках именно этого представления.

Как заявлено в цитируемых выше работах, оценки параметров u и v предполагается использовать также для определения угловых параметров излучателя θ и ψ , что позволило бы осуществлять его локацию с существенно более высокой точностью, чем с помощью предшествующих версий грозопеленгаторов-дальномеров. Однако ни в этой, ни в последующих работах авторов [6–8] не приводятся какие-либо формулы или алгоритмы для однопунктового грозопеленгатора-дальномера, чтобы определять угловые параметры, характеризующие пространственное положение излучателя и его ориентацию. С этой точки зрения рассматриваемая методика принципиально мало отличается от двухпараметрического оценивания с помощью величин m_0 , α , используемого в рассмотренных выше импульсной и фазовой версиях E - H -дальномеров.

Дополняя или меняя интегралы (14a), можно получить другие способы оценки искомой дальности. Например, если набор (14a) дополнить интегралами

$$A = \int_0^T \left[E(t) \int_0^t H(t') dt' \right] dt, \quad B = \int_0^T \left[\int_0^t H(t') dt' \right]^2 dt$$

и воспользоваться соотношениями (2), то получится следующая система трёх линейных уравнений относительно параметров H_0 , m_0 , $\tau = 1/a = R/c$:

$$\tau H_0 C - m_0 D + \tau^2 h_0 - \tau^2 H_0 e_0 = 0; \quad \tau^2 h_1 - H_0 e_0 = \tau^2 H_0 e_1; \quad m_0 h_0 - H_0 e_0 = \tau H_0 g_0. \quad (15)$$

Она позволяет получить квадратное уравнение относительно параметра τ , решение которого (с положительным знаком перед корнем) оценивает искомое расстояние в виде

$$R = c \frac{-k_1 + \sqrt{k_1^2 - 4k_0}}{2}, \quad (16)$$

где

$$k_1 = \frac{h_1}{h_0} \frac{Ah_0 - Bg_0}{h_0 e_1 - e_0 h_1}, \quad k_0 = \frac{e_0}{h_0} \frac{h_0^2 - Bh_1}{h_0 e_1 - e_0 h_1}.$$

Мы обсуждаем детали этого алгоритма для возможной модификации E - H -дальномера. Отметим лишь, что его помехоустойчивость (как и помехоустойчивость приведённых выше версий) определяется наивысшим порядком производных от исходных сигналов, используемых при его реализации. Очевидно, что чем выше этот порядок, тем помехоустойчивость ниже. Этот вывод подтверждается более высокой помехоустойчивостью «эффективного» алгоритма, в котором наивысший порядок производных равен единице, по сравнению с помехоустойчивостью «прямого» алгоритма, в котором этот порядок равен двум [6]. Не случайно в одной из последних работ [8] того же коллектива предлагается предварительно обрабатывать регистрируемые сигналы с помощью линейных полосовых фильтров и далее использовать фильтрующие функционалы с привлечением, в частности, метода антитрасс [1]. Результаты такого подхода позволяют заметно уменьшить дисперсию оценок дальности.

В работе [9] рассматривается E - H -алгоритм, также основанный на соотношениях типа (2) и претендующий на оценки не только расстояния, но и всех пространственных характеристик излучателя, а также его дипольного момента. Наивысший порядок производных в нём достигает трёх и обозначены лишь возможные пути получения оценок угловых параметров, поэтому детали этого алгоритма здесь не рассматриваются.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Пассивная локация молниевых разрядов, основанная на анализе вертикальной электрической и горизонтальных магнитных компонент возбуждаемого ими электромагнитного излучения, до настоящего времени остаётся наиболее точным инструментом однопунктового местоопределения гроз в ближней зоне.

Тенденции последних лет связаны с повышением эффективности и точности местоопределения всех типов молниевых разрядов, что требует учёта возможных вариаций ориентации излучателя. Модельные расчёты погрешностей и результаты полевых испытаний макетов модифицированных версий грозопеленгаторов-дальномеров типа «Очаг-М» показали возможность локации сильноточных компонент молниевых вспышек с относительной среднеквадратичной погрешностью $5 \div 10\%$ в интервале расстояний $10 \div 60$ км.

Ряд новых алгоритмов дальнометрии и пеленгации, предложенных в последние годы, использует не только волновые формы импульсов (или соответствующих им спектров), возбуждаемых в электрическом и магнитном трактах регистрации, но и их производные. Увеличение порядка используемых производных позволяет ввести новые параметры, совместная оценка которых может, в принципе, повысить точность определения дальности. Заявленная в некоторых работах возможность однозначно определить угловое положение источника с устранением (или уменьшением) влияния поляризационных ошибок оказывается нереализуемой в однопунктовых грозопеленгаторах-дальномерах.

Предлагаемые в литературе новые однопунктовые E - H -методы дальнометрии гроз, возможно, позволят удовлетворить резко возрастающие требования к качеству временного квантования

сигналов, качеству калибровки трактов регистрации и, самое главное, отношению шум/сигнал, которое не должно превышать 1 %. Выполнение последнего условия представляет наиболее трудную задачу не только по отношению к флуктуационной составляющей атмосферных помех, но и к индустриальной низкочастотной составляющей помех, заметно перекрывающейся с рабочим частотным диапазоном алгоритмов грозопеленгаторов-дальномеров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кононов И. И., Петренко И. А., Снегуров В. С. Радиотехнические методы местоопределения грозовых очагов. Л.: Гидрометеиздат, 1986. 222 с.
2. Грозопеленгатор-дальномер «Очаг-2П». Л.: Гидрометеиздат, 1988.
3. Довженко Д. Л. // Проблемы дифракции и распространения радиоволн. 1993. Вып. 25. С. 219.
4. Рапуков А. В. // J. Geophys. Res. D. 1996. V. 101, No. 10. P. 14 977.
5. Панюков А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 1999. Т. 42, № 3. С. 266.
6. Панюков А. В., Будуев Д. В. // Электричество. 2001. № 4. С. 10.
7. Панюков А. В., Будуев Д. В. // Изв. Челябинского научного центра. 2004. Вып. 4. С. 15.
8. Панюков А. В., Богушов А. К. // Вестник Южно-Уральского госуниверситета. Математическое моделирование и программирование. 2012. Вып. 12. № 18 (277). С. 32.
9. Taibin B. Z. // IEEE Antennas Propagat. Magazine. 2006. V. 48, No. 2. P. 48.
10. Кононов И. И. // Труды Главной геофизической обсерватории. 1975. Вып. 358. С. 61.
11. Kononov I. I., Yusupov I. E. // Proc. 31st Int. Conf. Lightning Protection, Vienna, Austria, 2012. P. 1.
12. А. с. № 316048. СССР. Устройство для определения расстояния / И. И. Кононов. 1971.
13. Richard P. // Proc. 23rd Int. Conf. Lightning Protection, Firenze, Italy, 1996. P. 241.
14. Kononov I. I., Petrenko I. A., Richard P. // Proc. 24th Int. Conf. Lightning Protection, Birmingham, UK, 1998. P. 221.
15. Кононов И. И., Юсупов И. Е. // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49, No. 3. С. 283.

Поступила в редакцию 28 мая 2013 г.; принята в печать 27 декабря 2013 г.

ANALYSIS OF ONE-POINT METHODS OF PASSIVE LIGHTNING-DISCHARGE LOCATION

I. I. Kononov, I. E. Yusupov, and N. V. Kandaratskov

We consider different algorithms of one-point determination of the coordinates of a strong-current lightning discharge within the framework of its model as an arbitrarily oriented electric dipole. The considered algorithms are based on simultaneous processing of the vertical electric and horizontal magnetic components of the electromagnetic field of the discharge. Model estimations of the errors of some algorithms, which are caused by the influence of external atmospheric and industrial interference, are presented. The results allow one to formulate the requirements for instrumental equipment of lightning direction/range finders and estimate the boundaries of their operational applicability under the conditions of ensured necessary accuracy. We discuss the data obtained during field tests of functional prototypes of such devices in real lightning-storm environment, which confirm their applicability for passive one-point location of thunderstorm cells.