

Труды XXX научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА И МОБИЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ»

Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОГО ДЕКОДЕРА АНАЛОГОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА PAL-625 ПОЛУЧЕННОГО С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.А. Абрашин, В.В. Артемьев, М.Е. Галкин, М.М. Катков

ННГУ им. Н. И. Лобачевского

Актуальность

В современном мире, несмотря на глобальный переход к цифровому вещанию, аналоговая передача данных сохраняет первостепенное значение для ряда прикладных систем. Минимальные задержки, высокая надёжность и низкая стоимость реализации обуславливают востребованность данного подхода в таких критически важных сегментах, как FPV (First Person View) для управления беспилотными летательными аппаратами по радиоканалу «БПЛА–земля». Приём сигнала наземной станцией осложняется замираниями, доплеровскими искажениями и помехами, характерными для такого канала, а существующие серийные приёмники не обладают необходимой гибкостью для их компенсации при высокой аппаратной стоимости [1]. Аналоги цифровых декодеров, например библиотеки libdvbpsi, ffmpeg предъявляют требования к стабильности сигнала и высокому отношению сигнал/шум в сочетании с высокой вычислительной сложностью, и, как следствие, не подходят для работы в условиях динамического канала «БПЛА–земля». Малоизученным аспектом остается разработка оптимизированных алгоритмов, специально предназначенных для устойчивого обнаружения и восстановления видеок кадров в зашумлённом канале с возможностью реализации на недорогой элементной базе (SDR-модули, одноплатные компьютеры). Решение задачи позволит создавать экономичные наземные станции, расширяя функционал парка аналоговых БПЛА.

Постановка задачи

В канале передачи данных «БПЛА–земля» передается аналоговый телевизионный сигнал PAL-625 формата с борта FPV-дрона [2]. Структура сигнала определена стандартами и состоит из следующих компонентов:

$$s(t) = Y(t) + C(t) + S(t), \quad (1)$$

$s(t)$ – полный телевизионный композитный сигнал, $Y(t)$ – сигнал яркости, $C(t)$ – модулированный сигнал цветности, $S(t)$ – синхронизирующие импульсы.

Структура канала связи:

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t), \quad (2)$$

$h(t)$ – коэффициент передачи канала, $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум, $r(t)$ – принятый видеосигнал.

В процессе распространения по радиоканалу передаваемый сигнал $s(t)$ подвергается аддитивному шумовому воздействию $n(t)$ и мультипликативным искажениям $h(t)$, проявляющимся в форме быстрых и медленных замираний [3]. Указанные факторы вызывают падение отношения сигнал/шум, а также существенное ухудшение качества видеоданных на входе приёмника, что делает проблематичным их устойчивое декодирование и декодирование. Дополнительным фактором искажений выступает движение БПЛА, порождающее доплеровский сдвиг частоты. В совокупности с нестабильностью

ВЧ-генератора передатчика это приводит к возникновению частотного смещения принимаемого видеосигнала, которое также подлежит оценке и компенсации на стороне наземной станции [4]. С учетом влияния всех этих компонентов можно переписать формулу (2) более подробно:

$$r(t) = A(t)s(t - \tau(t)) + n(t), \quad (3)$$

$A(t)$ – случайный процесс, описывающий амплитудные замирания, $\tau(t)$ – случайная переменная задержки, $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум.

Результаты работы цифрового декодера

Полная структура декодера состоит из совмещенных цифровых блоков неадаптивного и адаптивного режима. Адаптивный режим используется для восстановления изображения, мощность которого по отношению к собственному шуму (далее SNR) превышает 10 дБ. В таком случае изображение восстанавливается с достаточно высокой точностью, благодаря устойчивости алгоритма к дрейфу частоты или доплеровским смещениям. Наблюдаем практически нулевой процент потери строк при $\text{SNR} > 12$ дБ, но сильное падение при значениях ниже (см. табл. 1).

Табл. 1

SNR (dB)	Sync Loss Rate, %		Неадаптивный режим для сигналов, $\text{SNR} < 8$ – Такой наиболее эффективен при значении мощности шума относительно сигнала и позволяет слепо детектировать синхроимпульсы, даже если их там нет.
	hsync	vsync	
12	0	0	Неадаптивный режим для сигналов, $\text{SNR} < 8$ – Такой наиболее эффективен при значении мощности шума относительно сигнала и позволяет слепо детектировать синхроимпульсы, даже если их там нет.
10	15	0	
8	18	0	
6	25	5	
4	39	10	
2	48	15	

Для успешной работы цифрового декодера для всех приемлемых значений SNR совместное использование двух режимов дает наилучшие значения потерянных синхроимпульсов в зависимости от SNR (см. табл. 2).

Табл. 2

SNR (dB)	Sync Loss Rate, %		Помимо совместного использования адаптивного и неадаптивного режимов, в зависимости от SNR были введены 3 режима работы такой системы. Когда $\text{SNR} > 12$ дБ, работа адаптивного и неадаптивного режимов чередуются. Это позволяет снизить время обработки полученного сигнала. Когда $4 < \text{SNR} < 10$ дБ, основным режимом становится неадаптивный, а адаптивный корректирует его, если удалось обнаружить
	hsync	vsync	
12	3	0	Помимо совместного использования адаптивного и неадаптивного режимов, в зависимости от SNR были введены 3 режима работы такой системы. Когда $\text{SNR} > 12$ дБ, работа адаптивного и неадаптивного режимов чередуются. Это позволяет снизить время обработки полученного сигнала. Когда $4 < \text{SNR} < 10$ дБ, основным режимом становится неадаптивный, а адаптивный корректирует его, если удалось обнаружить
10	10	0	
8	14	0	
6	19	0	
4	25	0	
2	38	5	

синхрои́мпульс. Если $\text{SNR} < 4$ дБ, адаптивный режим практически не работает и лишь изредка способен корректировать неадаптивный режим.

Заключение

Алгоритм обработки принимаемого аналогового видеосигнала с дрона достаточно прост в понимании, но сложен в программной реализации. Необходимо одновременно обрабатывать слабый по мощности сигнал с минимальными временными затратами, формировать стабильное изображение и при этом поддерживать конкурентоспособность с аналоговыми демодуляторами. Разработанный адаптивный алгоритм работы цифрового декодера является прототипом — одной из возможных реализаций модуля обработки аналогового видеосигнала, обладающей исключительным подходом к поиску сигнала и формированию кадров. На основе практических данных алгоритм показал неплохие результаты работы в критически малых значениях $\text{SNR} < 7$ дБ, которые являются минимальным порогом для качественной работы большинства аналоговых видеоприемников.

- [1] Кловский Д.Д. Теория электрической связи. – Москва: Радио и связь, 1999.
- [2] Соколов В.В., Соколов А.В. Приём и обработка изображений. Телевизионные стандарты: учебное пособие. – Москва: Горячая линия–Телеком, 2014, 272 с.
- [3] Джакония В.Е., Гоголь А.А., Друзин Ю.В. и др. Телевидение: учебник для вузов // Под ред. В.Е. Джаконии. – 5-е изд., перераб. – Москва: Горячая линия–Телеком, 2017, 1008 с.
- [4] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. – 5-е изд., перераб. и доп. – Москва: Дрофа, 2006, 719 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПРЕАМБУЛЫ В ПРОЦЕДУРЕ RACH В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ К ШУМУ И ЧАСТОТНОМУ СДВИГУ

Н.С. Бугаков, Ю.Е. Чуманкин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Для открытия сеанса передачи данных в спутниковых системах связи, основанных на стандарте 5G NTN [1], предполагается процедура случайного доступа (RACH), в рамках которой приемная аппаратура космического аппарата (КА) выполняет идентификацию пользователя. Идентификация выполняется на основе выделения специального сигнала, передаваемого абонентским терминалом (АТ). При распространении сигнал претерпевает значительные искажения, выражающиеся в значительном ухудшении отношения сигнал/шум (ОСШ), частотном и временном смещении. В работе исследована устойчивость идентификации сигнала пользователя к искажениям, возникающих в канале распространения, после полной предкомпенсации временной и частотной задержек, рассчитанных на основе данных местоположения АТ по ГНСС и КА по TLE [2].

Конфигурация преамбулы

В работе моделируется процедура случайного доступа RACH на основе последовательности Задорфа–Чу (ЗЧ) [3], обеспечивающей высокую точность обнаружения сигнала. В модели канала учитываются временная задержка распространения сигнала, соответствующая расстоянию между КА и АТ, аддитивный белый гауссов шум, доплеровское смещение частоты, а также ошибка оценки местоположения КА и АТ, приводящая к дополнительному временному смещению сигнала и ухудшению синхронизации при корреляционной обработке. Перед корреляционной обработкой выполняется полосовая фильтрация принятого сигнала, что соответствует реальной системе связи и позволяет исключить внеполосный шум. Обнаружение преамбулы осуществляется с использованием быстрой корреляции принятого сигнала с эталонной последовательностью. Для каждой преамбулы задаётся собственное окно поиска корреляционного пика. Обнаружение считается успешным, если максимальный пик превышает установленный порог и находится внутри соответствующего окна поиска. В противном случае фиксируется ошибка обнаружения преамбулы. В модели приняты параметры: длина последовательности ЗЧ $L_{RA} = 139$, шаг циклического сдвига $N_{CS} = 27$, возможно число индексов преамбулы $v = 5$, межподнесущий интервал $\Delta f = 120$ кГц, частота дискретизации $F_d = 120$ МГц [4].

Единичный эксперимент

Для проверки работоспособности разработанной модели был выполнен единичный эксперимент по обнаружению преамбулы RACH в условиях искажений канала распространения. В эксперименте использовались следующие параметры моделирования: ОСШ — 5 дБ, дальность между КА и АТ — 1000 км, ошибка оценки местоположения — 250 м, доплеровское смещение частоты — 1 кГц.

Рисунок 1 иллюстрирует эталонный сигнал преамбулы RACH, после преобразования в временную область.

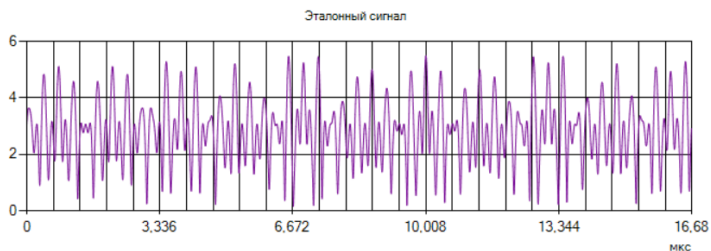


Рис. 1

Рисунок 2 иллюстрируют принимаемый сигнал после добавления временной задержки и шумовых воздействий после полосовой фильтрации.



Рис. 2

На рисунке 3 показана корреляционная функция с выраженным максимумом, соответствующим переданной преамбуле. Амплитуда корреляционного пика превышает установленный порог обнаружения, а положение максимума находится внутри допустимого окна поиска. На основании этого принимается решение об успешном обнаружении преамбулы и корректном выполнении процедуры RACH.

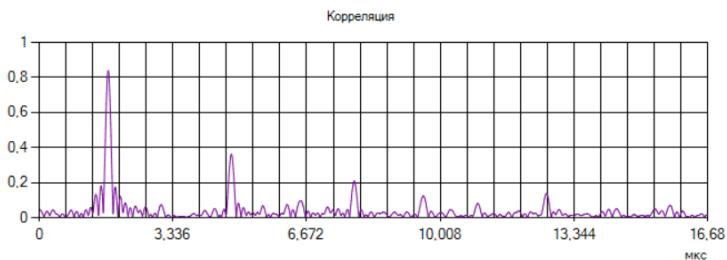


Рис. 3

Множественный эксперимент

Для оценки устойчивости процедуры случайного доступа RACH была проведена серия множественных экспериментов. Исследование выполнялось путем моделирования с многократным повторением процедуры передачи и обнаружения преамбулы при различных параметрах канала связи.

В первом эксперименте (рис. 4) анализировалось влияние ошибки оценки местоположения АТ. Процедура устойчиво выполняется при ошибках в диапазоне ± 497 м, за этими пределами пик выходит за окно детектирования — процедура завершается неудачей.



Рис. 4

Во втором эксперименте (рис. 5) исследовалась зависимость вероятности успешного обнаружения преамбулы от ОСШ. Полученные результаты позволяют определить, что однозначное выполнение процедуры RACH достигается при значении ОСШ не менее -6 дБ.

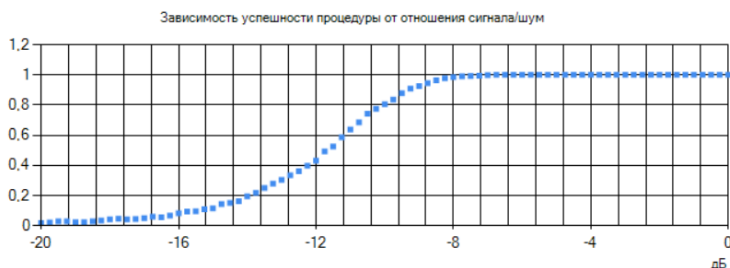


Рис. 5

В третьем эксперименте (рис. 6) исследовалось влияние доплеровского смещения частоты на корректность обнаружения сигнала. Изменение частоты приводит к появлению ложных пиков, а также ухудшению вероятности обнаружения. Процедура успешно выполняется в диапазоне ± 29 кГц.



Рис. 6

Заключение

В работе выполнено моделирование процедуры случайного доступа RACH в спутниковой системе связи стандарта 5G NTN. Реализовано формирование преамбулы и алгоритм корреляционного обнаружения сигнала. В модели учтены основные факторы канала распространения: аддитивный белый гауссов шум, доплеровское смещение частоты, временная задержка сигнала и ошибка оценки местоположения абонентского терминала. В результате проведённых экспериментов исследовано влияние ОСШ, доплеровского смещения и ошибки местоположения на вероятность успешного обнаружения преамбулы. Показано, что при выбранной конфигурации процедура RACH выполняется при ОСШ не менее -6 дБ, ошибке местоположения не более ± 497 м и доплеровском смещении в пределах ± 29 кГц. Полученные результаты подтверждают работоспособность разработанной модели и возможность её применения для дальнейшего исследования методов повышения устойчивости спутниковых систем связи стандарта 5G NTN.

- [1] 3GPP TR 38.821 V16.2.0 (2023-03) Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN) (Release 16). – 3GPP, 2023. – 156 с.
- [2] Maral G., Bousquet M. Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology. – 6th ed. – Wiley, 2020. – 784 с.
- [3] 3GPP TS 38.211 V19.1.0 (2025-09) Physical channels and modulation (Release 19). – 3GPP, 2025. – 236 с.
- [4] 3GPP TS 38.213 V19.1.0 (2025-09) Physical layer procedures for control (Release 19). – 3GPP, 2025. – 289 с.
- [5] Vallado D. A. Fundamentals of Astrodynamics and Applications. – 4th ed. – Microcosm Press, 2013. – 1115 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ АБОНЕНТСКОГО ТЕРМИНАЛА СЕТИ 5G NTN В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЧАСТОТНОГО СДВИГА СИГНАЛА

Е.М. Дворова, Ю.Е. Чуманкин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Спутниковые системы связи на низкой околоземной орбите рассматриваются как перспективное решение для обеспечения глобального покрытия в рамках стандарта 3GPP [1]. Однако высокая скорость движения спутников (порядка 7,5 км/с на высоте 1000 км) приводит к значительным доплеровским смещениям частоты — до 720 кГц на несущей 30 ГГц, — а также к большой неопределённости в задержке распространения сигнала. Оба эффекта существенно осложняют процедуру начального доступа абонентского терминала (АТ) к спутнику.

В данной работе реализован метод временно-частотной предкомпенсации на основе итерационного алгоритма наименьших квадратов (МНК), предложенного в [2]. Метод позволяет АТ без использования глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) оценить своё местоположение, смещение несущего гетеродина и вычислить поправки для компенсации доплеровского сдвига и времени (ТА) перед передачей преамбулы.

Описание метода

Алгоритм основан на измерении доплеровских сдвигов принимаемых от нескольких спутников сигналов синхронизационного блока. Вектор оцениваемых параметров включает азимутальный угол θ , полярный угол ϕ и смещение локального осциллятора абонентского терминала f_{lo} .

Оптимизационная задача формулируется как минимизация суммы квадратов отклонений между измеренными и предсказанными частотными смещениями от S спутников [2, ур. 24]. Решение находится итерационным МНК (алгоритм 1 из [2]): на каждом шаге вычисляется матрица Якоби частных производных функции доплеровского сдвига по оцениваемым параметрам, после чего выполняется поправка вектора параметров по формуле:

$$\Delta \mu = (J^T J)^{-1} J^T \Delta f \text{ [2, ур. 33]}. \quad (1)$$

Итерации прекращаются при выполнении критерия сходимости $\|\Delta \mu\| < \sigma$.

По найденным координатам АТ вычисляется оценка времени упреждения:

$$T^{AT} = \frac{2d}{c}, \quad (2)$$

где d — расстояние до целевого спутника, и предкомпенсация частоты восходящей линии

$$\hat{f}_{up} = f_{down} - 2\hat{f}_{lo} \text{ [2, ур. 34]}. \quad (3)$$

Условия моделирования

Моделирование выполнено для набора из 20 орбит, на каждой по 15 спутников на высоте 1000 км с наклонением 53° . Несущая частота — 27 ГГц. Для каждого из 500 абонентских устройств, расположенных случайно на поверхности Земли, выбирались 8 ближайших спутников с углом восхождения не менее 5° . Смещение гетеродина АТ распределено равномерно в диапазоне $[0; 5 \cdot 10^{-7}] \cdot f_s$, где f_s — несущая частота спутника, что соответствует до 13,5 кГц на частоте 27 ГГц [2]. Погрешность измерения доплеровского смещения моделировалась как равномерный шум с различными максимальными амплитудами — от 0 до ± 5000 Гц.

Результаты моделирования

На рис. 1–3 представлены кумулятивные функции распределения (CDF) трёх ключевых метрик при различных уровнях шума измерения частоты: от 0 до ± 5000 Гц.

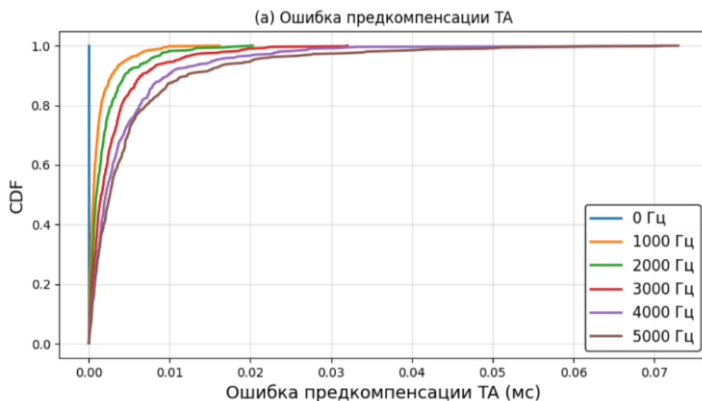


Рис. 1

Рис. 1 демонстрирует ошибку предкомпенсации ТА. При нулевой погрешности измерения все 500 абонентских терминалов укладываются в диапазон менее 0,02 мс, что значительно меньше границы $\pm 0,1$ мс, достигнутой авторами исходной работы [2] при погрешности $\pm 1,2$ кГц, и тем более допустимого предела $\sim \pm 1$ мс, определённого командой ТАС в протоколе 5G NR [1]. При максимальном исследованной погрешности ± 5000 Гц медиана ошибки ТА не превышает 0,03 мс, а 100% абонентов остаются в допустимом диапазоне. Таким образом, ни при каком из исследованных уровней шума измерений не наблюдается выхода ошибки за критический порог.

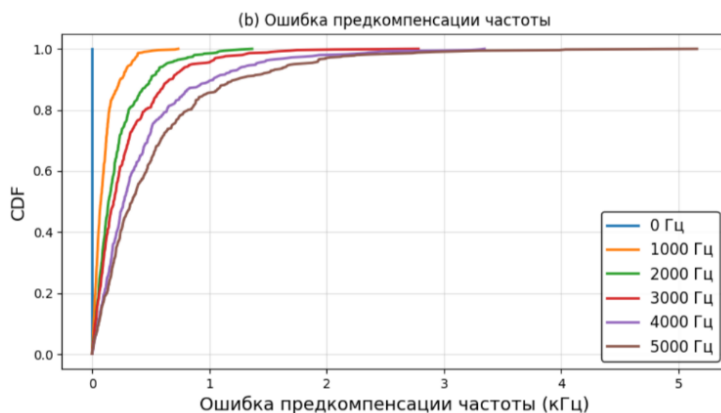


Рис. 2

Рис. 2 показывает ошибку предкомпенсации несущей частоты. Критическая граница — половина интервала поднесущих PRACH ($SCS/2 = 15$ кГц при $SCS = 30$ кГц), превышение которой нарушает ортогональность поднесущих и приводит к сбою детектора преамбулы. Граница 3,7 кГц соответствует 99,865-перцентиллю, достигнутому авторами [2] при шуме измерений $\pm 1,2$ кГц. Во всех исследованных конфигурациях — от нулевой ошибки измерения до ± 5000 Гц — 100% абонентских терминалов не превышают порог 15 кГц, а при ± 1000 Гц 100% АТ также укладываются в границу 3,7 кГц.

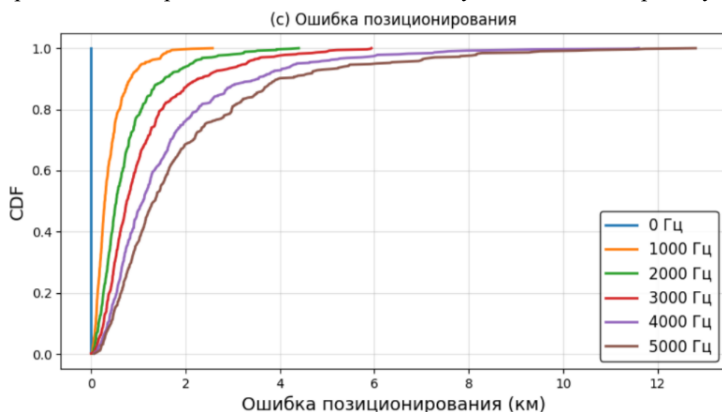


Рис. 3

Рис. 3 иллюстрирует точность позиционирования. При погрешности измерений ± 1000 Гц медианная ошибка составляет менее 0,3 км, максимальная — около 2,5 км. При погрешности ± 5000 Гц медиана возрастает до $\sim 1,3$ км, максимальная ошибка — до $\sim 12,8$ км. Полученные результаты сопоставимы с результатами из [2] (диапазон 0,007–

30 км при шуме $\pm 1,2$ кГц и частоте 27 ГГц). Полученные результаты в целом сопоставимы с этими значениями, а при близких уровнях шума несколько превосходят их.

Заключение

Реализован и исследован метод временно-частотной предкомпенсации для спутниковых сетей на низкой околоземной орбите без использования ГНСС. Показано, что при уровне шума измерения частоты до ± 5000 Гц алгоритм обеспечивает ошибку предкомпенсации ТА менее 0,1 мс и остаточный частотный сдвиг менее 15 кГц для 100% абонентов.

Исследование проводилось в условиях, частично отличающихся от условий статьи [2]. С одной стороны, диапазон шума измерения доплеровского сдвига расширен до ± 5000 Гц против фиксированного значения $\pm 1,2$ кГц в [2], что является более жёстким условием с точки зрения точности входных измерений. Также в данной работе используются спутники с углами восхождения в диапазоне (5° ; 90°), тогда как в [2] диапазон углов [20° ; 70°]. Низкие углы восхождения усложняют геометрию задачи.

С другой стороны, в работе для каждого АТ используются измерения от 8 спутников, тогда как в [2] — от 3. Большее число спутников улучшает обусловленность матрицы и повышает переопределённость задачи МНК, что облегчает сходимость алгоритма.

В [2] варьируется несущая частота (6, 20, 27, 37 ГГц) при фиксированном шуме измерений, в данной работе — уровень шума при фиксированной несущей частоте 27 ГГц. Это позволяет оценить робастность алгоритма к точности измерений, что в статье явно не исследовалось.

- [1] 3GPP TR 38.821, "Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN) (Release 16)", v16.1.0, 2021.
- [2] Zhu J., Sun Y. and Peng M., "Timing Advance Estimation in Low Earth Orbit Satellite Networks." // IEEE Transactions on Vehicular Technology. March 2024. Vol. 73, no. 3. P. 4366, doi: 10.1109/TVT.2023.3325328.
- [3] 3GPP TS 38.211, "NR; Physical channels and modulation (Release 17)", v17.4.0, 2022.

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОЦЕНОК УГЛА ПРИХОДА СИГНАЛА В ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЗНАЧЕНИЙ ОСШ

О.В. Болховская, М.А. Исайкина, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Актуальность темы исследования

Проблема точной оценки угла прихода сигнала (определения направления на источник сигнала, находящийся в дальней зоне) при низких значениях отношения сигнал/шум и ограниченном объеме выборки является актуальной задачей для радиолокации, радионавигации, современных систем мобильной радиосвязи, спутниковых систем связи, гидроакустики, радиоастрономии и сейсмологии. В настоящее время задача оценки угла прихода сигнала, как правило, решается путём обработки выходных сигналов многоэлементных антенных решёток, при этом в качестве моделей полезного сигнала используются как детерминированные, так и случайные модели, а алгоритмы оценивания угла прихода реализуются на основе максимально правдоподобного (МП) метода [1], [2]. Результаты многих других исследований показали, что при малых значениях отношения сигнал/шум (меньших некоторых пороговых величин отношения сигнал-шум ($\text{SNR} < \text{SNR}_{\text{th}}$)) возникают аномально большие ошибки максимально правдоподобных оценок, дисперсии которых существенно превышают границы Крамера-Рао (CRB) [3].

В представленной работе решается задача подробного исследования свойств МП оценок углов прихода детерминированных полезных сигналов в многоэлементных линейных АР. Исследование проводится путем нахождения плотностей вероятностей МП оценок угла прихода сигнала для различного числа антенных элементов (АЭ) приемной антенной решетки (АР) при фиксированных ОСШ. Так же оцениваются интервальные оценки и доверительные вероятности попадания в эти интервалы истинных значений угла прихода полезного сигнала при разном числе АЭ.

Постановка задачи

В работе рассматривается задача оценки угла прихода узкополосного сигнала от источника, находящегося в дальней зоне, на линейную эквидистантную антенную решётку, состоящую из M элементов с межэлементным расстоянием d . Принимаемый сигнал на элементах решётки в момент времени n описывается моделью:

$$\mathbf{x}[n] = a[n]\mathbf{s}(\theta) + \boldsymbol{\xi}[n], n = 1, \dots, N, \quad (1)$$

где $\mathbf{x}[n] = (x_1[n], \dots, x_M[n])^T$ – вектор наблюдений на M элементах АР. Полезный сигнал $a[n]$, передаваемый источником излучения в данной работе, моделируется как стационарный комплексный гауссовский процесс с независимыми отсчетами, нулевым средним и дисперсией σ_a^2 . Вектор-фазор $\mathbf{s}(\theta)$ описывает волновой фронт полезного сигнала, приходящего с направления θ , и в общем случае может быть записан в виде

$$\mathbf{s}(\theta) = [e^{j\varphi_1}, \dots, e^{j\varphi_M}]^T. \quad (2)$$

Компоненты вектора $\xi[n] = (\xi_1[n], \dots, \xi_M[n])^T$ описывают собственные шумы в элементах антенны и являются отсчетами аддитивного белого комплексного гауссовского шума (АБГШ) с нулевыми средними значениями и ковариационной матрицей $\sigma^2 \mathbf{I}_M$, N – объем выборки. В частном случае линейной эквидистантной антенной решетки с M элементами и с расстоянием между элементами d фазовый набег на m -м антенном элементе определяется как

$$\varphi_m = \varphi_1 + \frac{2\pi d}{\lambda} (m-1) \sin \theta, m = 2, \dots, M, \quad (3)$$

где λ – длина волны, φ_1 – произвольная начальная фаза.

Итеративный алгоритм

Для нахождения максимально правдоподобной (МП) оценки угла прихода в настоящей работе используется эффективный итеративный алгоритм, основанный на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ) [4]. Основная идея состоит в том, чтобы не перебирать все возможные углы прихода полезного сигнала с мелким шагом (что требует больших вычислительных затрат), а быстро «приблизиться» к истинному значению, используя процедуру последовательного уменьшения угла сканирования вблизи максимума мощности принимаемого сигнала, найденного на предыдущем шаге.

Выбор данного алгоритма обусловлен достаточно низкой вычислительной сложностью. Полный перебор всех $K = M \cdot ovs$ (здесь ovs — коэффициент пересэмплирования, от которого зависит точность оценки.) столбцов требует K вычислений мощности принимаемого сигнала. Итеративный алгоритм выполняет $K/(ovs/2) = 2M$ вычислений на этапе 1 и $3 \cdot \log_2(ovs)$ вычислений на этапе 2. Таким образом, общая сложность составляет $O(M + \log_2(ovs))$ вместо $O(M \cdot ovs)$. В случае многоэлементных антенных решеток с большим числом пересэмплирования и большим числом экспериментов данное упрощение играет большую роль.

Результаты моделирования

Для моделирования была выбрана эквидистантная линейная антенная решетка с $M=4, 8, 16$ и 32 элементами и расстоянием между элементами $d=\lambda/2$. Число выборок N принимаемого сигнала бралось равным 32 .

В ходе моделирования определялось пороговое значение ОСШ (SNR_{th}), при котором СКО оценки угла прихода сигнала превышает теоретическую границу Крамера-Рао на 10% [5]. Для исследования плотностей вероятности при разных M ОСШ выбиралось постоянным и равным пороговому ОСШ при $M=32$, $SNR_{th}=-9.9$ дБ.

Детальное исследование поведения плотностей вероятности оценок угла прихода при $SNR=-9.9$ дБ и различных M показано на рис. 1.

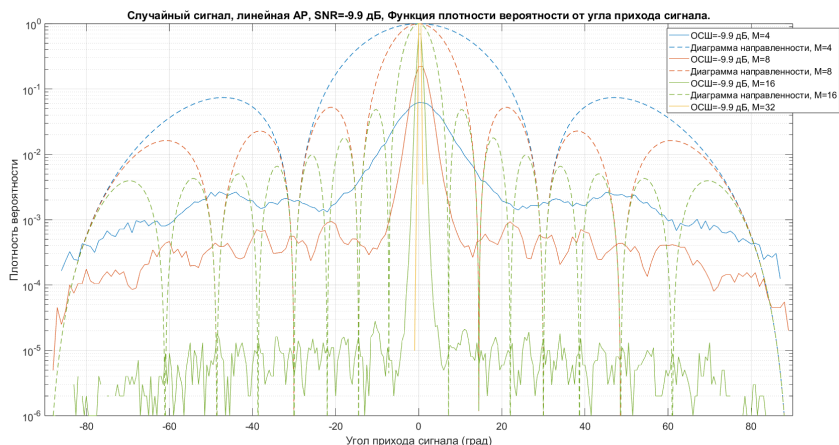


Рис. 1

В настоящей работе в качестве доверительного интервала была выбран угловой интервал по уровню половинной мощности (HPBW) диаграммы направленности антенной решетки. Для каждого случая M вычислялся свой уровень HPBW. В таблице ниже приведены доверительные интервалы для каждой из исследуемых M и пороговые ОСШ.

Табл.

M	4	8	16	32
SNR_{th} , [дБ]	-3.5	-5.6	-7.8	-9.9
α_{HPBW}	[-13.2, 13.2]	[-6.4, 6.4]	[-3.2, 3.2]	[-1.6, 1.6]

Путем подробных симуляций для всего рассматриваемого диапазона SNR были рассчитаны вероятности P_{OUT} аномально больших ошибок МП оценок, попадающих вне выбранного доверительного интервала, для всех изучаемых M элементов (см. рис. 2).

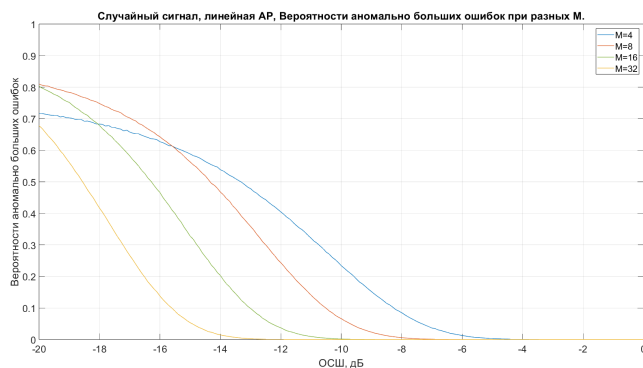


Рис. 2

Вывод

В данной работе показано, что гауссовская аппроксимация плотности вероятности МП оценки является приемлемой только вблизи порогового значения SNR_{th} , поэтому СКО метрики перестают быть информативными для определения точности МП оценок АоА. Используя развитую методику нахождения интервальных оценок АоА совместно с простым методом нахождения пороговых значений отношений сигнал/шум, предложенном в [5] легко найти точности МП оценок в области низких значений SNR для AP с произвольным числом элементов M и при произвольных объемах выборок N .

- [1] Athley F. "Threshold region performance of maximum likelihood direction of arrival estimators." // IEEE Trans. Signal Process. Apr. 2005. Vol. 53, no. 4. P.1359.
- [2] Renaux A., Foster P., Chaumette E. and Larzabal P. "On the High-SNR Conditional Maximum-Likelihood Estimator Full Statistical Characterization." // IEEE Trans. on Signal Process. 2006. Vol. 54, no. 12. P. 4840.
- [3] Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory. 2008. Vol. 2, Upper Saddle River, – New Jersey, USA: Prentice Hall.
- [4] Bolkhovskaya O., Maltsev A., Sergeev V., Keusgen W. and Peter M, "Investigation of theoretical limits for unconditional AoA estimations in multi-element antenna arrays by simulations," in 2020 IEEE Int. Conf. on Ind. Tech. (ICIT), Buenos Aires, Argentina, Feb 26-28, 2020, pp. 663–668. doi:10.1109/ICIT45562.2020.9067150
- [5] Bolkhovskaya O., Katkov M., Sergeev V. and Maltsev A., "Zones of Antenna Array Parameters for Efficient Signal Angle-of-Arrival Estimation," 2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF65186.2025.11017241.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Е.А. Ивина, П.Е. Овчинников

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В работе рассматривается задача фазовых измерений на многоантенных системах для сигналов навигационных систем. Предлагается метод измерения разности фаз сигналов, принятых отдельными антеннами. Исследуется метод определения направления на источник навигационного радиосигнала. Приводятся результаты экспериментов для двух антенных элементов.

Метод фазовых измерений

В данной работе предлагается метод определения направления на спутник с использованием фазовых измерений на многоантенных системах для сигналов навигационных систем. Метод основан на измерении разницы фаз между сигналами, полученными разными элементами антенной решетки. Каждая из этих антенн принимает навигационный радиосигнал от спутника независимо. Так как антенны расположены на некотором расстоянии друг от друга, время приема сигнала будет различаться. А следовательно разность фаз спутникового сигнала на двух антенных элементах будет ненулевой и будет зависеть от расстояния между антенными элементами и местоположения спутника. Измерив разность фаз между сигналами антенн, можно вычислить направление на источник навигационного радиосигнала.

Навигационный сигнал принимается на фоне шумов, помех и других сигналов. Мощность этих мешающих воздействий в сотни и более раз превышает мощность самого навигационного сигнала. В этих условиях наиболее эффективным является корреляционный прием. Приемник создает локальную копию сигнала на основе его математической модели, а затем подстраивает параметры этой копии до максимального совпадения (корреляции). Когда параметры определены, считается, что произведен захват сигнала спутника.

Рассмотрим ситуацию, когда захват сигнала от одного спутника произведен на двух антеннах в составе АФАР. Первая антенна принимает сигнал

$$S_1(t) = A * \exp(i(\omega t_1 + \varphi)), \quad (1)$$

где:

A – амплитуда сигнала;

i мнимая единица;

ω круговая частота;

t_1 время, за которое сигнал со спутника дошел до первой антенны;

φ начальная фаза пришедшего сигнала.

Вторая антенна тот же сигнал, но со сдвигом:

$$S_2(t) = A * \exp(i(\omega(t_1 + t_0) + \varphi)) = A * \exp(i(\omega t_1 + \varphi + \beta)), \quad (2)$$

где:

$t_1 + t_0$ время, за которое сигнал со спутника дошел до второй антенны;

β разность фаз принятого сигнала на двух антеннах.

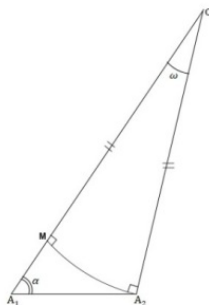
Выполнив умножение сигнала S_1 на комплексное сопряжение сигнала S_2 , можно получить выражение, содержащее разность фаз в явном виде:

$$S_1(t) * S_2^*(t) = A^2 * \exp(i\beta). \quad (3)$$

Тогда можно вычислить разность фаз:

$$\beta = \operatorname{atan}\left(\frac{A^2 \sin(\beta)}{A^2 \cos(\beta)}\right) = \operatorname{atan}\left(\frac{\operatorname{Im}(A^2 \exp(i\beta))}{\operatorname{Re}(A^2 \exp(i\beta))}\right) = \operatorname{atan}\left(\frac{\operatorname{Im}(S_1(t) * S_2^*(t))}{\operatorname{Re}(S_1(t) * S_2^*(t))}\right). \quad (4)$$

Найдем связь между разностью фаз β и направлением на спутник. На рисунке схематично представлено положение спутника C и двух антенных элементов A_1 и A_2 .



Направлением на спутник будем называть угол α между горизонтом и отрезком, соединяющим спутник с первой антенной A_1 . Таким образом с помощью двух антенн можно определить направление на спутник в плоскости A_1A_2C , т.е. только в двумерном пространстве. Расстояние A_1A_2 порядка нескольких десятков сантиметров. Расстояния A_1C и A_2C около 20000 км. Очевидно, что угол ω мал. Тогда $\angle CMA_2 = \angle CA_2M = \frac{\pi}{2}$. Рассмотрим $\triangle MA_2A_1$

$$A_1A_2 * \cos(\alpha) = \frac{c}{v} \frac{\beta}{2\pi}, \quad (5)$$

где:

c – скорость света;

v частота сигнала.

Так как мы рассматриваем физическую задачу, то $0 < \alpha < 2\pi$. Следовательно, угол α можно однозначно определить, зная угол β . А значит, измерив разницу фаз сигнала на двух антенных элементах можно определить направление на спутник в рассматриваемой плоскости.

Условия эксперимента

В исследованиях было решено использовать сигнал системы GPS [1] в диапазоне L1 гражданского типа, как наиболее доступный для исследований.

В ходе эксперимента используются следующие устройства:

- устройство SDR-LW B210, способное одновременно обрабатывать два независимых радиосигнала;
- 2 активные антенны GPS;

- ПК.

Две антенны были закреплены на стенде так, чтобы отрезок, соединяющий 2 антенны, был параллелен Земле. Таким образом, измеряемый угол будет являться углом восхождения. Стенд позволяет изменять расстояние между антеннами. Антенны были подключены к устройству SDR, устройство SDR – к ПК.

Для приема навигационного радиосигнала была выбрана среда разработки GNU Radio [2]. В ней была сконструирована программа с использованием блоков собственной разработки (Out-of-Tree), реализованных на языке C++ и предназначенных для:

- генерации уникальных кодов выбранного спутника;
- обнаружения и сопровождения сигнала выбранного спутника;
- расшифровки навигационного сообщения;
- нахождения разницы фаз β в принятом двумя разными антеннами сигнале по формуле (4);
- последующие вычисление направления на спутник α по формуле (5).

Для проверки результата была выбрана программа GPredict [3]. Программа позволяет загрузить эфемериды рассматриваемых спутников, выбрать интересующее местоположение и время (в нашем случае мы выбрали реальное место и время на момент эксперимента: Нижний Новгород, 15 мая 2026 года), рассчитать координаты спутников, в том числе угол восхождения.

В начале эксперимента выбирается номер отслеживаемого спутника и задается в программу. В нашем случае был выбран спутник номер 18. В ходе эксперимента изменяется расстояние между антеннами $A_1 A_2$. Программа рассчитывает и выдает значение угла α направление на спутник в плоскости, проходящей через 2 антенны и отслеживаемый спутник. В таблице представлены результаты эксперимента. В первой колонке указывается номер эксперимента. Во второй колонке – расстояние между антеннами в миллиметрах. В третьей колонке – разница фаз, рассчитанная программой. В четвертой колонке – направление на спутник, рассчитанный программой. В пятой колонке – приведен ожидаемый результат: направление на спутник, взятое из альманаха. В шестой колонке приведено отклонение измеренной величины от ожидаемого результата.

Табл.

Номер	Расстояние между антеннами	Разница фаз	Измеренное направление на спутник	Ожидаемое направление на спутник	Отклонение
№	$A_1 A_2$, мм	β , °	α , °	α^* , °	$ \alpha^* - \alpha $, °
1	50	54.45	54.83	52.22	2.61
2	80	87.61	54.60	52.02	2.58
3	100	110.02	54.41	51.83	2.58
4	120	133.15	54.06	51.51	2.55
5	140	157.51	53.48	51.03	2.45

Можно видеть, что относительная погрешность измерений не превышает 10%.

Обобщение

Эксперимент подтвердил работоспособность метода для нахождения направления на спутник в выбранной плоскости с помощью двух антенных элементов. Добавив еще

один антенный элемент, можно найти направление на спутник в еще одной плоскости. Зная направление на спутник в двух пересекающихся плоскостях, можно найти направление на спутник в пространстве (при наличии трех антенных элементов). Поскольку фазовые измерения являются по сути дифференциальными, наличие шума в принимаемых сигналах делает результат неустойчивым. Для борьбы с неустойчивостью необходимо усреднение, которое в случае антенных решеток делается за счет увеличения количества антенных элементов.

Выводы

В работе был исследован метод определения направления на источник навигационного радиосигнала с использованием разности фаз сигналов, принятых отдельными антеннами. Проведен эксперимент на реальных сигналах системы GPS. Результаты вычислений в программе собственной разработки сравнивались с координатами, рассчитанными по баллистической модели (в программе GPredict). Для всех исследованных точек отклонение рассчитанного угла от прогноза баллистической модели не превышает 10%.

- [1] Официальный сайт правительства США. – URL: <https://www.gps.gov> (дата обращения: 25.05.2026).
- [2] GNU Radio: официальный сайт. – URL: <https://www.gnuradio.org/about> (дата обращения: 25.05.2026)
- [3] Программная платформа. – URL: <https://sourceforge.net/projects/gpredict> (дата обращения: 25.05.2026).

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ РАДИОКАНАЛА

И.И. Калинин, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В условиях стремительного развития технологий беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) задача их детектирования приобретает особую актуальность. Одним из современных типов БПЛА являются Cellular Connected UAV (Unmanned Aerial Vehicle) [1]. Особенностью данного типа БПЛА является использование существующей сети сотовой связи для передачи данных в качестве пользовательского оборудования (User Equipment, UE).

В настоящей работе предлагается метод детектирования БПЛА, основанный на анализе стандартных измерений, выполняемых в процессе управления радиоресурсами сети и обеспечения мобильности пользователей. Для решения задачи детектирования используются простые нейронные сети, на вход которых подаются значения измеряемых параметров, усреднённые по времени.

Постановка задачи

В рамках данной работы рассматривается множество подвижных пользовательских устройств (UE), которое в зависимости от высоты и скорости перемещения подразделяется на два класса: наземные подвижные пользователи (класс «0») и низколетящие подвижные пользователи (класс «1»). В качестве примера представителя класса «0» можно рассматривать автомобиль, движущийся в городской среде. К классу «1» относятся БПЛА, выполняющие полёт на относительно малых высотах.

Для решения задачи детектирования могут применяться существующие методы позиционирования. Однако они обладают рядом существенных ограничений. Так, метод, основанный на идентификаторе соты (Cell ID) не обеспечивает требуемой точности определения высоты для корректной классификации пользователей. Более совершенные методы позиционирования, например TDOA (Time Difference of Arrival), требуют использования специальных опорных сигналов, которые, как правило, отсутствуют в коммерческих системах сотовой связи. Кроме того, такие методы предполагают применение многоэлементных антенных решёток, а также наличие точной временной синхронизации между элементами сети.

В данной работе рассматривается задача детектирования воздушных пользователей (класса «1») на основе стандартных измерений параметров радиоканала, выполняемых всеми пользовательскими устройствами и передаваемых на базовую станцию (Base Station, BS). Такие измерения широко применяются в коммерческих системах сотовой связи и используются системой управления радиоресурсами и мобильностью (Radio Resource Management, RRM) [2] для решения широкого круга задач, включая управление процедурой хэндовера (переключения соединения от обслуживающей BS к целевой BS).

Предлагаемый метод детектирования основан на анализе трёх параметров: мощности сигнала (RSRP), принимаемого от обслуживающей базовой станции; расстояния

(D) между обслуживающей и целевой BS в момент выполнения процедуры хэндовера; а также частоты переключений между BS (Switch). Указанные параметры доступны на стороне сотовой сети для всех подключённых пользователей и могут быть достаточно легко вычислены на основе стандартных измерений RRM.

Обоснование выбранных параметров

В практических системах сотовой связи широко используются трёхсекторные антенные системы. Каждая антенная решётка, как правило, имеет механический наклон в сторону земли, обеспечивающий улучшение покрытия прилегающей территории. В данной работе рассматривается антенная решётка, состоящая из четырёх антенных элементов (АЭ), расположенных по вертикали и имеющих двойную поляризацию под углом $\pm 45^\circ$.

Для сужения главного лепестка диаграммы направленности (ДН) используется расстояние между АЭ, превышающее половину длины волны. Однако это приводит к появлению достаточно выраженных боковых лепестков, направленных выше горизонта. В результате воздушные пользовательские устройства (UE), относящиеся к классу «1», обслуживаются преимущественно за счёт боковых лепестков ДН, что иллюстрируется на рис. 1.

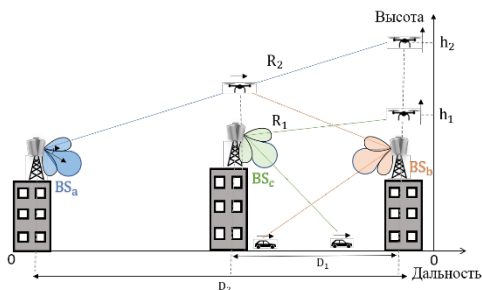


Рис. 1

Кроме того, из рис. 1 следует, что с увеличением высоты воздушного пользователя его обслуживание осуществляется всё более удалёнными базовыми станциями (BS). Данная особенность распространения радиосигнала обосновывает выбор мощности принимаемого сигнала в качестве одного из информативных признаков детектирования.

Выбор параметра (D), характеризующего расстояние между обслуживающей и целевой BS в момент хэндовера, обусловлен различиями в высоте и скорости перемещения объектов различных классов. Наземные UE (класс «0») обычно переключаются между соседними базовыми станциями, тогда как воздушные пользователи (класс «1») могут выполнять хэндовер между территориально удалёнными BS, что также показано на рис. 1.

Помимо этого, рис. 1 демонстрирует ещё одну характерную особенность воздушных пользователей: для UE класса «1» число базовых станций, от которых одновременно наблюдается высокий уровень принимаемой мощности сигнала, в среднем больше, чем для пользователей класса «0». Данная закономерность обосновывает использование параметра (Switch), характеризующего частоту переключений между базовыми станциями.

Результаты моделирования

Для исследования эффективности предложенного подхода при моделировании канала связи между пользователями и базовыми станциями использован метод трассировки лучей, реализованный на базе библиотеки Sionna [3]. Данный инструмент позволяет оценивать распространение радиоволн в условиях, максимально приближенных к реальной городской застройке. Анализ работы алгоритма проводился на основе трехмерной модели центральной части Нижнего Новгорода, сформированной по данным сервиса OpenStreetMap [4]. На исследуемой территории площадью $3 \times 2 \text{ км}^2$ развернута сеть из 37 базовых станций, координаты которых получены из открытых источников.

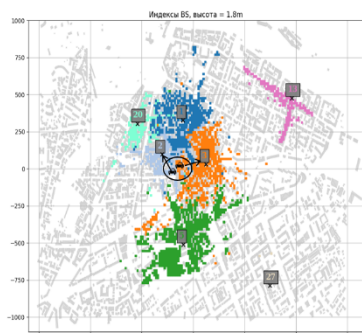


Рис. 2

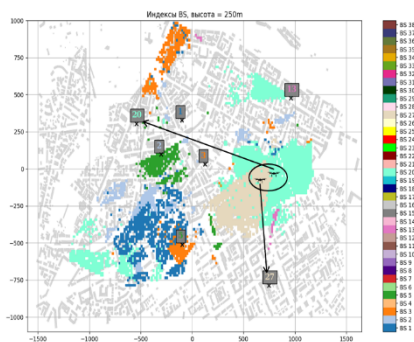


Рис. 3

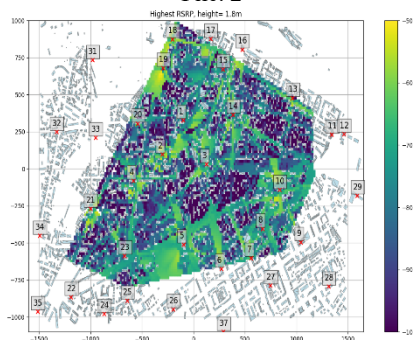


Рис. 4

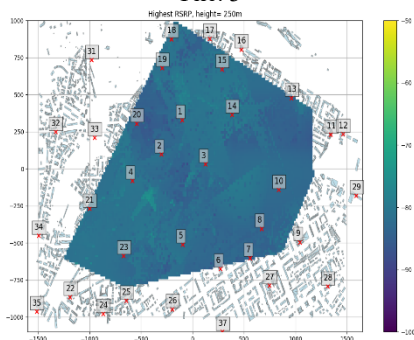


Рис. 5

На рис. 2 и 3 показано распределение пользователей, ассоциированных с базовыми станциями, для высот 1,8 м и 250 м (классы «0» и «1» соответственно). Цветом отображен индекс обслуживающей базовой станции (BS). Результаты демонстрируют, что у наземных пользователей переключение соединения происходит преимущественно между соседними BS, тогда как у воздушных между территориально удаленными. Данное наблюдение подтверждает обоснованность выбора измеряемого параметра (D).

На рис. 4 и 5 цветовой шкалой показано распределение мощности принимаемого сигнала (RSRP) от обслуживающей BS для классов «0» и «1» соответственно. Для наземных пользователей (класс «0») мощность принимаемого сигнала в среднем выше, чем для воздушных терминалов (класс «1»). Данные результаты подтверждают целесообразность выбора мощности принимаемого сигнала в качестве параметра, используемого для классификации пользователей.

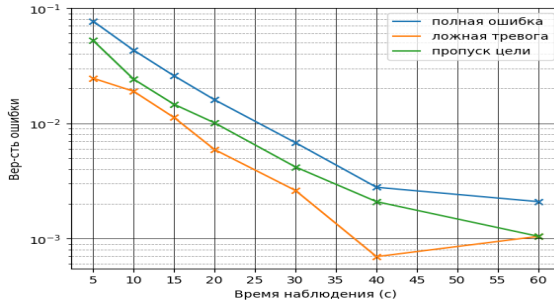


Рис. 6

Результаты моделирования, демонстрирующие характеристики работы алгоритма детектирования, представлены на рис. 6. Для классификации пользователей применялась нейронная сеть, состоящая из двух линейных слоев и двух функций активации. Обучающий набор данных включал 2400 различных траекторий движения пользователей обоих классов. Каждая траектория моделировалась в течение 120 секунд с периодичностью измерений радиоканала 10 мс. В качестве метрик эффективности использовались вероятности полной ошибки, ложной тревоги и пропуска цели. Полученные данные показывают, что с увеличением времени наблюдения вероятность пропуска цели снижается, достигая значения 0,01% при длительности наблюдения 60 секунд.

Заключение

Результаты моделирования позволяют сделать вывод, что предложенный алгоритм позволяет реализовать надежное детектирование БПЛА (воздушных пользователей класса «1») на основе стандартных измерений радиоканала.

- [1] Yong Zeng, Jiangbin Lyu, Rui Zhang // Cellular-Connected UAV: Potentials, Challenges and Promising Technologies
- [2] 3GPP TS 36.521-3 V17.5.0 (2024-03) Technical Specification 3rd Generation Partnership Project; Part 3: Radio Resource Management (RRM) conformance testing (Release 17).
- [3] <https://nvlabs.github.io/sionna>
- [4] https://github.com/manoj-kumar-joshi/sionna_osm_scene

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ GLRT-ДЕТЕКТОРОВ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ

О.В. Болховская, М.М. Катков, В.В. Артемьев, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Актуальность темы исследования

Создание эффективных систем обнаружения пространственных сигналов с неизвестными параметрами при ограниченном размере выборки является важной проблемой для многих приложений, таких как радар, гидролокатор и современные системы связи [1–6].

Общая задача обнаружения пространственных сигналов обычно решается путем обработки выходных сигналов многоэлементных антенных решеток (АР). Практические задачи обнаружения часто решаются путем обработки выходных сигналов АР с использованием универсального метода обобщенного критерия отношения правдоподобия (Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT) [1, 6].

Математически строго доказано, что в случае большого размера выборки метод GLRT является асимптотически оптимальным [6]. Однако теоретически обосновать оптимальность статистики решения, полученной с помощью метода GLRT для коротких выборок, довольно сложно.

Первое подробное исследование характеристик статистики решений GLRT для обнаружения случайных сигналов в многоэлементных АР в случае коротких выборок было проведено в [7]. В последующих работах авторов [8, 9] метод GLRT был применен для решения задачи обнаружения случайных сигналов в многоэлементных АР с различным количеством априорной информации о рабочих шумах и принимаемом сигнале.

Очевидно, что каждая из предложенных строго выведенных статистических оценок для обнаружения сигнала имеет свои преимущества и недостатки, а применение конкретной статистики GLRT в первую очередь определяется имеющейся априорной информацией об окружающей среде сигнала и шума. Таким образом, задача сравнения эффективности этих статистик актуальна. Однако, насколько известно авторам, подобный сравнительный анализ еще не проводился в имеющейся литературе.

Постановка задачи

Рассмотрим задачу, в которой предполагается, что исходный сигнал является узкополосным с объемом выборки N . Это означает, что сигналы, принимаемые различными элементами АР, отличаются только фазовыми компонентами.

Пусть наблюдаемый вектор-сигнал $\mathbf{x}[n]$ (где $n = 1, 2, \dots, N$) размером $M \times 1$, принимается эквидистантной линейной АР, состоящей из M идентичных всенаправленных антенных элементов, с межэлементным расстоянием равным половине длины волны.

Задача совместного обнаружения и оценки информативных параметров волнового фронта сигнала, принимаемого M -элементной антенной решеткой, может быть сформулирована как задача проверки гипотез.

$$\begin{aligned} H_0 : \mathbf{x}[n] &= \xi[n] \\ H_1 : \mathbf{x}[n] &= \mathbf{s}[n] + \xi[n], n = 1, \dots, N, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\mathbf{s}[n]$ — комплексный M -вектор полезного сигнала, а $\xi[n] = (\xi_1[n], \dots, \xi_M[n])^T$ — комплексный M -вектор гауссовского шума $\xi[n] \sim \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I})$ с нулевым средним, независимыми и одинаково распределенными компонентами с дисперсией σ^2 , N — размер выборки, а T знак транспонирования.

Подход GLRT представляет собой универсальную и строгую статистическую методологию для решения задач проверки гипотез. Решающая статистика GLRT определяется отношением правдоподобия Λ .

$$\Lambda = \frac{W(\mathbf{x}[1], \dots, \mathbf{x}[N]/H_1, p_1)}{W(\mathbf{x}[1], \dots, \mathbf{x}[N]/H_0, p_0)} > \Lambda_{th}, \quad (2)$$

где $W(\mathbf{x}[1], \dots, \mathbf{x}[N]/H_1, p_1)$ функции правдоподобия при гипотезах H_0 и H_1 соответственно, значения которых вычисляются для наблюдаемой выборки из N сигналов $\mathbf{x}[n]$, p_0 и p_1 — вектора неизвестных параметров при гипотезе H_0 и H_1 соответственно.

Решение H_1 принимается, если $\Lambda > \Lambda_{th}$, в противном случае выбирается H_0 , а пороговое значение Λ_{th} определяется используемым критерием оптимальности. В данной работе мы проводим исследование характеристик статистических решений, полученных на основе метода GLRT, в случае однородных шумов.

Статистика GLRT для пространственного обнаружения сигналов в многоэлементных антенных решетках

В этом разделе приводится краткое описание статистических показателей решения GLRT, строго выведенных в работах авторов [8, 9] и в последующих публикациях в этой области [10, 11]. На основе этих публикаций была проведена систематизация статистики GLRT, результаты которой представлены в табл. 1.

Табл.

GLRT статистика	Источник	GLRT статистика	Источник
$\Lambda_1 = \frac{\prod_{i=1}^M a_{ii}}{ A }$	[9]	$\Lambda_6 = \frac{e^{\frac{\text{tr}(A)}{N}} \cdot \left(\frac{e}{N}\right)^{-M}}{ \hat{A} }$	[9]
$\Lambda_2 = \frac{\left(\frac{\text{tr}(A)}{M}\right)^M}{ A }$	[9], [10]	$\Lambda_7 = \frac{\lambda_1}{\lambda_{\min}}$	[11]
$\Lambda_3 = \frac{e^{\frac{\text{tr}(A)}{N}} \cdot \left(\frac{e}{N}\right)^{-M}}{ A }$	[9]	$\Lambda_8 = \frac{\lambda_1}{\sum_i \lambda_i}$	[11]
$\Lambda_4 = \lambda_1$	[9]	$\Lambda_9 = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}[n] ^2$	[1], [10]

$\Lambda_5 = \frac{\left(\frac{\text{tr}(\mathbf{A})}{M}\right)^M}{\prod_{i=1}^M a_{ii}}$	[9]	$\Lambda_{10} = \sum_{m < m'} \left(\frac{\lambda_{m,x}}{2\sigma^2} - 1 \right) - \sum_{m \leq m'} \ln \left(\frac{\lambda_{m,x}}{2\sigma^2} \right)$	[11]
---	-----	---	------

Здесь $\mathbf{A} = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}[n]\mathbf{x}[n]^H$ является ковариационной матрицей принятого сигнала с элементами a_{ij} , $|\cdot|$ — определитель матрицы, $\text{tr}(\cdot)$ — след матрицы, N обозначает эрмитово сопряжение.

Результаты моделирования

В качестве критерия оптимальности использовался критерий Неймана–Пирсона с вероятностью ложной тревоги $P_{FA} = 0,05$. На Рис. 1 показана зависимость вероятности правильного обнаружения P_{RD} от SNR для всех рассматриваемых статистических показателей $\Lambda_1 - \Lambda_{10}$ при следующих конфигурациях системы обнаружения: $M = 4$ и $N = 8$, $M = 8$ и $N = 16$, $M = 16$ и $N = 32$.

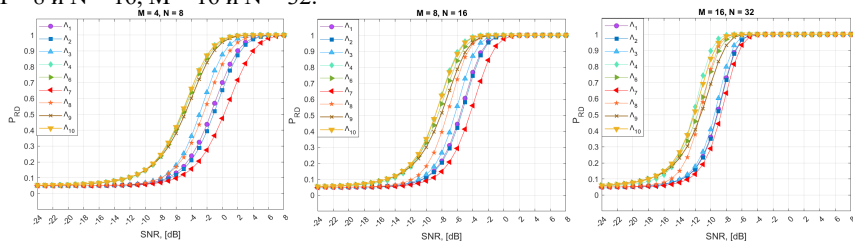


Рис. 1

Анализ полученных зависимостей P_{RD} (SNR) на среднем уровне $0,5 < P_{RD} < 0,9$ для исследуемых статистических показателей GLRT (см. рис. 1) позволяет сделать следующие общие качественные выводы:

1. Кривые P_{RD} (SNR) для всех статистических показателей лежат в интервале SNR между Λ_4 (наилучший) и Λ_7 (наихудший).
2. Ширина этого интервала SNR (SNR INT) на уровнях $P_{RD} = 0,5$ и $P_{RD} = 0,9$ приблизительно одинакова и уменьшается при удвоении M и N .
3. Сдвиги кривых P_{RD} (SNR) влево, происходящие при удвоении M и N , приводят к эквивалентному увеличению SNR (SNR GAIN), которое варьируется от 4,0 дБ до 3,0 дБ.
4. При больших значениях M и N кривые P_{RD} (SNR) имеют более крутой наклон, и, следовательно, требуемое дополнительное увеличение SNR (SNR ADD) для перехода от уровня $P_{RD} = 0,5$ к уровню $P_{RD} = 0,9$ уменьшается примерно с 3,5 дБ до 2,0 дБ.
5. Кривые P_{RD} (SNR) для $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \Lambda_6, \Lambda_8, \Lambda_9, \Lambda_{10}$ лежат внутри полосы, определяемой Λ_4 и Λ_7 , и ранжируются в соответствии с близостью модели сигнальному, для которой была выведена конкретная статистика GLRT.

Вывод

В данной работе проведен систематический сравнительный анализ эффективности десяти статистических критериев решения GLRT для обнаружения пространственно-коррелированных сигналов в многоэлементных АР. С помощью компьютерного моделирования получены зависимости вероятности правильного обнаружения P_{RD} от SNR для трёх конфигураций системы обнаружения ($M = 4, 8, 16$) с рекомендуемым ограниченным размером выборки N , равным удвоенному числу антенных элементов ($N = 2M$).

Анализ результатов моделирования позволил ввести новые количественные метрики (SNR INT, SNR GAIN, SNR ADD), позволяющие приблизительно описать поведение кривых $P_{RD}(\text{SNR})$ для всех рассмотренных статистических критериев решения GLRT во всем практически значимом диапазоне изменений SNR. Предложенная методология оценки эффективности статистики GLRT легко обобщается на антенные решетки с любым количеством антенных элементов и предоставляет инженеру четкую основу для определения пределов производительности пространственных детекторов сигналов в различных условиях сигнал-шум.

- [1] Van Trees H.L. Detection, Estimation and Modulation Theory, Part 1. – New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [2] Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. – New York: McGraw-Hill Education, 2014.
- [3] Nickel U. // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2006. Vol. 21, no. 6.
- [4] Skolnik M.I. Radar Handbook. – 2nd ed. – New York: McGraw-Hill, 1990.
- [5] Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in Wireless Communications Systems. – Chichester: John Wiley & Sons, 2014. P. 255.
- [6] Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory. Vol. II. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2008.
- [7] Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. // IEEE Signal Processing Letters. 2004. Oct. P. 841.
- [8] Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A., Rodyushkin K.V. // Radiophysics and Quantum Electronics. 2004. Vol. 47. P. 621.
- [9] Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A., Rodyushkin K.V. // Radiophysics and Quantum Electronics. 2005. Vol. 48. P. 398.
- [10] Lim T.J., Zhang R., Liang Y.C., Zeng Y. // In: Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM). – New Orleans, LA, USA, Nov. 30 – Dec. 4, 2008. P. 1.
- [11] Wang P., Fang J., Han N., Li H. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2010. Vol. 59, no. 4. P. 1791.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ СИСТЕМЫ Сотовой СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЯ TDoA

Р.С. Кипятков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Постановка задачи

Оценить эффективность определения местоположения абонентского устройства в системе сотовой связи с использованием метода разности времен приёма сигнала (TDoA)

Почему оператору связи важно знать местоположение абонента:

- Определение местоположения при экстренных вызовах
- Предоставления коммерческих услуг
- Оптимизации сети
- Борьбы с мошенничеством

Требования к позиционированию, предъявляемые операторами сотовой связи, тесно связаны со стандартами 3GPP, ряд стандартов представлены в табл.

Табл.

Стандарт 3GPP (Год)	Основной сценарий	Целевая точность, м	Охват устройств, %	Ключевая спецификация
Rel-16 (2020)	Коммерческие, внутри помещений	< 3	80	TR 38.855 / TS 22.261
Rel-16 (2020)	Коммерческие, вне помещений	< 10	80	TR 38.855 / TS 22.261
Rel-17 (2022)	Коммерческие	< 1	90	TS 22.261 / TR 38.857
Rel-17 (2022)	Индустриальный IoT (IIoT)	< 0.2	90	TS 22.261 / TR 38.857
Rel-18 (2024)	Высокоточные сценарии	< 0.1	90	TR 38.858

TDoA. Корреляционный анализ.

Для проведения моделирования был выбран ЛЧМ сигнал, поскольку на текущем этапе исследования рассматриваются потенциальные характеристики, а ЛЧМ-сигнал эффективно, использует доступную полосу.

Характеристики сигнала: центральная частота $f_0 = 2.4$ ГГц (*LTE Band 53*), полоса сигнала $BW = 100$ МГц, длительность сигнала $T = 10$ мкс. Для оптимизации вычислений была выделена несущая ЛЧМ-сигнала, с которой производилась обработка.

Механизм TDoA позиционирования представлен на рис.1.

Описание механизма: пользовательское устройство излучает сигнал, который приходит на несколько базовых станций, на которых происходит оцифровка принятого сигнала и цифровой сигнал поступает на вычислитель. Вычислитель производит взаимную корреляцию двух сигналов, по пику данной функции находится разность

задрезек между этой парой базовых станций. Далее наборы таких разностей поступают на вычислитель координат, который решает систему из уравнений (1). Решение такой системы значение координат пользователя.

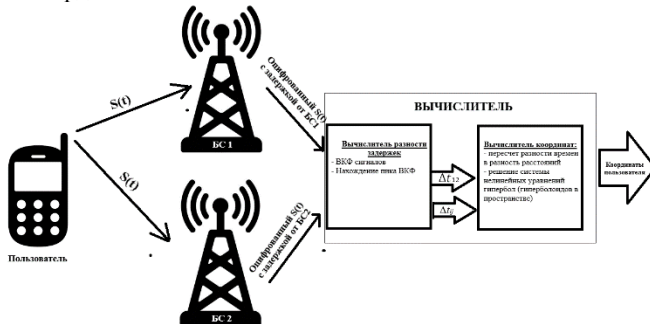


Рис. 1

$$\Delta t_{12} \cdot c = \pm \left(\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} - \sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2} \right). \quad (1)$$

Модель канала. Топология сети.

В ходе исследовательской работы в качестве модели канала использовалась однолучевая модель LOS AWGN.

В качестве топологии использовалась сотовая топология из 7 базовых станций, границы которых – правильные 6-угольники.

Для наглядности визуализация топологии с направлением главных лепестков ДН трехсекторной антенны базовой станции приведена на рис. 2:

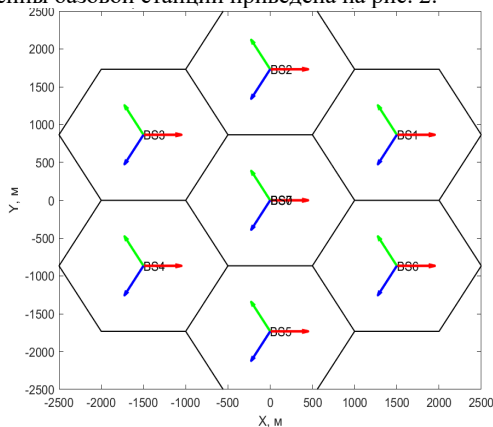


Рис. 2

Зависимость от полосы сигнала

Было проведено исследование зависимости точности определения координат пользователей (для статистики в центральную соту было вброшено 5000 пользователей) от полосы сигнала. Результат снятой зависимости представлен на рис. 3.

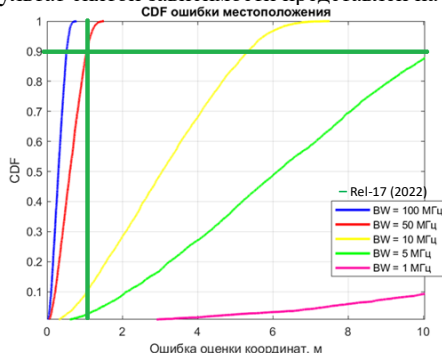


Рис. 3

Данный результат демонстрирует существование зависимости точности определения координат пользователей от полосы сигнала. Теоретически данную зависимость можно обосновать границей Крамера-Рао [1], которая определяет минимально достижимую дисперсию ошибки оценки времени задержки. Так среднеквадратичная ошибка оценки времени задержки одного сигнала в белом шуме ограничена снизу выражением (2)

$$\sigma_{\tau} \geq \frac{1}{2\pi \cdot B_{\text{эфф}} \cdot \sqrt{SNR}}, \quad (2)$$

где $B_{\text{эфф}}$ — эффективная (среднеквадратическая) ширина полосы сигнала, а SNR — отношение сигнал/шум.

Из формулы прямо видно: чем меньше $B_{\text{эфф}}$, тем больше минимально возможная ошибка измерения времени прихода.

Зависимость от геометрического фактора (DOP)

Кроме того, на точность позиционирования может влиять выбор геометрического расположения базовых станций и позиционируемого объекта.

В данной работе была снята зависимость точности определения координат пользователей от горизонтального фактора ошибки (HDOP) [2]. Формула для вычисления HDOP представлена ниже:

$$HDOP = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}, \quad (3)$$

где σ_x^2 и σ_y^2 — дисперсии оценки координат.

Результат снятой зависимости представлен на рис. 4.

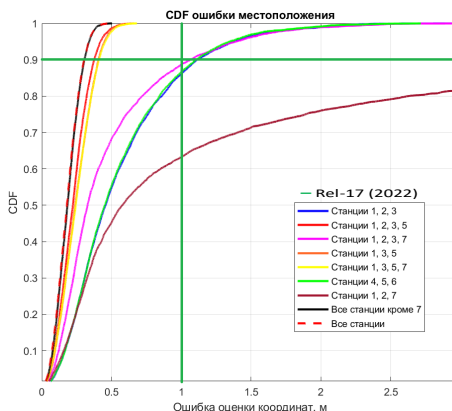


Рис. 4

Полученный результат наглядно показывает влияние выбора топологии на точность, так при использовании тройки базовых станций с центральной в которую помещен пользователь, точность системы значительно снижается.

Это можно объяснить HDOP – фактором – значение, показывающее насколько выбранная топология позволяет точно определить координаты на плоскости. Чем ниже показатель HDOP, тем выше точность.

Вывод

В настоящей работе показано, что применение метода позиционирования TDoA позволяет обеспечить точность позиционирования, удовлетворяющую действующим нормативным требованиям.

Точность TDoA-позиционирования в значительной мере зависит от полосы сигнала. При недостаточной полосе сигнала достигаемая точность позиционирования является неудовлетворительной вследствие значительной ошибки оценки разности задержек.

Помимо полосы сигнала, точность TDoA-позиционирования зависит от взаимного расположения пользователя и базовых станций. Оптимальным является выбор тройки базовых станций, при котором пользователь максимально равномерно окружен ими.

Дальнейшие исследования будут направлены на изучение и реализацию позиционирования с использованием измерения углов прихода (AoA), разработку гибридного TDOA/AOA метода и оценку его эффективности

- [1] Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценивания и модуляции. Том 1. – М.: Советское радио, 1972, с. 294.
- [2] Хыя Х. К., Фокин Г. А., Нгуен Х. Н. Позиционирования устройств в сетях LTE. Часть 2. Исследование влияния топологии базовых станций на точность оценок координат // Информационные технологии и телекоммуникации. 2024. Т. 12, № 3. С. 13.

ОЦЕНКА ВЕЛИЧИНЫ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА ОСНОВЕ СОПРЯЖЕННОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ OFDM-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

О.В. Никитин, П.Е. Овчинников

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Описание задачи

Для нормального функционирования демодулятора в системе радиосвязи необходима компенсация частотного сдвига, возникающего в результате действия эффекта Доплера и неточности установки центральной частоты, а также последующего сдвига фазы. Чтобы провести измерение, используются сравнение пилотных символов с эталоном, заранее известным на стороне приёмника. Большинство методов определения величины частотного сдвига, основанных на преобразовании Фурье, требуют значительного объёма вычислений и/или применения сверхразрешения для получения необходимой точности. В этой работе рассматривается альтернативный подход, принципиально похожий на фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ), но дополнительно использующий корреляционные свойства OFDM-модуляции.

Метод вычисления частотного сдвига

Метод вычисления частотного сдвига основан на математических свойствах преобразования Фурье [1]: линейность, частотный сдвиг и теорема Винера-Хинчина о взаимной корреляции.

Если предположить, что искажения, внесённые в принятый радиосигнал каналом связи, изменили фазу и центральную частоту переданного сигнала, то взаимная корреляция принятого и переданного сигнала без временного сдвига будет иметь следующий спектр:

$$\left(\left(e^{i(\varphi_0 + 2\pi f\tau)} \cdot x(\tau) \right) * x(\tau) \right) (t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} e^{-i\varphi_0} X(f - f_0) * X(f). \quad (1)$$

Временной сдвиг оказывается близким к нулю в момент демодуляции, когда взаимная корреляция достигает пика, поэтому искажением спектра от временного сдвига можно пренебречь.

Согласно теореме Парсеваля, взаимная энергия произведения сигналов равна взаимной энергии произведения спектров:

$$(y * x)(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) * x(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(f) * X(f) df. \quad (2)$$

Применив форму искажённого сигнала к выражению корреляции сигналов с нулевым сдвигом, получим равенство между корреляцией сигналов в пиковом положении и корреляции спектров в положении, соответствующем частотному сдвигу:

$$\begin{aligned} (y * x)(0) &= e^{-i\varphi_0} \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - f_0) * X(f) df \\ &= e^{-i\varphi_0} (X * X)(f_0). \end{aligned} \quad (3)$$

Для вычисления частотного сдвига выберем шкалу частот, соответствующую поднесущим OFDM. Таким образом, частотный сдвиг f_0 раскладывается на две части: целую f_{0q} и дробную f_{0p} . Поскольку пилотные символы известны заранее, целую часть сдвига можно определить простым поиском пика корреляции.

Для определения дробной части предлагается воспользоваться тем фактом, что передискретизация может быть представлена как интерполяция исходного сигнала. Выберем особый вид сигнала — OFDM-модулированные символы PSK, что даёт равенство амплитуд символов на частотах поднесущих в спектре. Тогда дробный сдвиг отсчёта спектра на шкале частот представляется фазовым поворотом отсчёта на частоте ближайшей поднесущей. В частности, для двухпозиционных символов BPSK, если символ на следующей поднесущей имеет противоположную фазу $X(f-1) = X(f)e^{\pm i\pi}$, то символ с дробной частотой представляется $X(f-f_{0p}) \approx X(f)e^{\pm i\pi f_{0p}}$. Следовательно, дробный частотный сдвиг будет прямо пропорционален разности фаз между символом исходного спектра переданного сигнала и символом спектра принятого сигнала, с учётом начальной фазы:

$$\begin{aligned} f_{0p} &\sim \arg(X(f-f_{0p}) \cdot X(f)^*) - \varphi_0 \\ &= \arg((y * x)(0)) - \varphi_0. \end{aligned} \quad (4)$$

Проверка метода

Чтобы проверить работоспособность метода, был проведён компьютерный эксперимент по приёмопередаче радиосигнала через радиоканал спутник-мобильный пользователь по стандарту ITU P.681 [2]. Выбраны параметры канала, соответствующие размещению спутника на средней околоземной орбите [3]. Частотный сдвиг возникает в результате действия эффекта Доплера вследствие приближения и отдаления спутника в течение пролёта. Симулятор выполнен в среде программирования MATLAB [4].

Для исследования был выбран пилотный сигнал, представляющий собой один из кодов Голда, модулированный по схеме OFDM-QPSK. Таким образом достигается большая выраженность пика корреляции как во временном, так и в частотном пространстве. Оценка начальной фазы производится путём усреднения отсчётов циклического префикса OFDM-пакета.

Были получены графики зависимости фазы корреляции от частотного сдвига для нескольких вариантов разнесения поднесущих: на рис. 1 представлен сигнал с разнесением 30 кГц, на рис. 2 представлен сигнал с разнесением 240 кГц. Во всех случаях связь фазы и дробного частотного сдвига является линейной с одним и тем же коэффициентом наклона и имеет схожие границы по фазе.

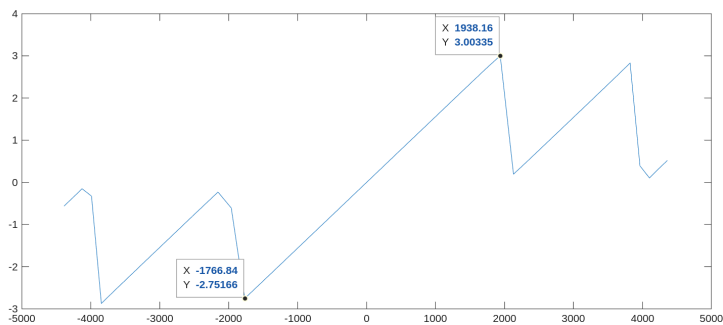


Рис. 1

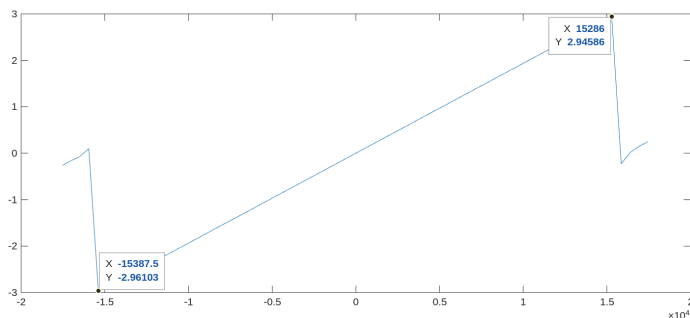


Рис. 2

Поскольку дробная величина частотного сдвига вычисляется на шкале, соответствующей поднесущим OFDM, то при одинаковых абсолютных значениях фазы получается разный абсолютный частотный сдвиг, прямо пропорциональный частотному разнесению поднесущих. Теоретически допустимыми являются значения фазы от $-\pi$ до $+\pi$ включительно, так как при превышении фазы $\pm\pi$ корреляция нарушается вследствие переворота части символов. Однако эксперимент показал, что в условиях фазового шума возможно получить значения лишь до $\pm 0,95\pi$, как показано в таблице.

Табл.

Разнесение поднесущих, Гц	Наибольший частотный сдвиг, Гц	Наибольшая фаза корреляции, радиан
15000	969	3,003
30000	1938	3,003
60000	3876	3,001
120000	7693	2,999
240000	15387	2,961

Выводы

Работоспособность предложенного метода была подтверждена в результате проведённого эксперимента – дробный частотный сдвиг прямо пропорционален фазовой части корреляции сигналов в положении пика. Соответственно, измеряемые абсолютные значения в герцах прямо пропорциональны расстоянию между поднесущими.

Метод применим до тех пор, пока фаза корреляции не превышает $\pm\pi$, после чего корреляция нарушается из-за переворота части символов. Это ограничение совпадает с границей успешной демодуляции OFDM, обусловленной возникновением межсимвольной интерференции. При больших значениях частотного сдвига длина обрабатываемого сигнала должна выбираться достаточно малой, чтобы предотвратить переворот символов.

- [1] Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. – М.: Физико-математическая литература, 2004. 570 с.
- [2] ITU-R Recommendation P.681-11 (08/2019). Propagation data required for the design systems in the land mobile-satellite service. P Series; Radiowave propagation.
- [3] Никитин, О. В. Компенсация влияния эффекта Доплера в системах космической связи на средней круговой орбите / О. В. Никитин, П. Е. Овчинников // Нанотехнологии. Информация. Радиотехника (НИР-24) : Материалы Всероссийской молодежной научно-практической конференции, Омск, 18 апреля 2024 года. – Омск: Омский государственный технический университет, 2024. С. 38. – EDN XVOZKD.
- [4] The MathWorks, Inc. MATLAB version: 25.1.0.2943329 (R2025a). URL : <https://www.mathworks.com> (дата обращения: 15.05.26).

МНОГОМОДУЛЬНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ОПТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛА

Д.А. Рябов, С.А. Минеев, А.И. Бобров, А.В. Нежданов, Д.В. Шестаков,
А.А. Скрылев, О.С. Вязанкин

НИФТИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В работе рассматриваются вопросы создания аналогового фотонного вычислительного устройства (АФВУ) на основе массива фотонных интегральных схем (ФИС) для многомодульной оптической фазированной антенной решётки (ФАР). В контексте данной работы под «элементом» понимается базовый приемопередающий узел ФАР, а под «модулем» функциональная подрешётка, объединяющая 8 элементов в самостоятельный архитектурный блок.

В основе предложенного технического решения используются кремниевые фотонные интегральные схемы – перспективная альтернатива классической СВЧ-электронике в диапазоне свыше 10 ГГц. С внедрением радиофотонных устройств связываются перспективы повышения энергоэффективности и снижения себестоимости систем управления диаграммой направленности (ДН), что способствует созданию условий для конкурентоспособности отечественной радиоэлектронной техники.

Актуальность применения радиофотоники в качестве альтернативы СВЧ-компонентам подтверждается значительным числом научных публикаций по данной тематике [1, 2], а также широкой практикой применения оптических компонент в современной радиотехнике [3]. Существенное влияние на эти процессы также оказывает общемировая тенденция к снижению себестоимости систем управления диаграммой направленности ФАР и повышению их энергоэффективности [4].

При этом в настоящее время имеется ряд научно-технических проблем, от преодоления которых зависит создание коммерческих продуктов на основе радиофотонных технологий. Представленная работа направлена на решение одной из них – реализацию оптической обработки сигналов от многоэлементной ФАР (число элементов > 8) [5]. В исследовании предлагается вариант масштабирования оптической схемы для создания многомодульной оптической ФАР. Техническое решение призвано нивелировать существующие ограничения на масштабирование АФВУ, связанные с оптическими потерями в волноводах, а также фазовыми шумами в оптоволоконных соединениях.

В рамках работы проведено численное моделирование линейной 8-элементной антенной системы на 2,4 ГГц при плоском волновом фронте в среде C++ с 3D-визуализацией на Qt. Диаграммы направленности конфигураций 8×1 (рис. 1, 2) и 4×2 (рис. 3, 4) представлены в виде сверху (рис. 1, 3) и фронтальной проекции (рис. 2, 4). Ключевой особенностью ПО является автоматический расчёт не только фазовых сдвигов, но и требуемых управляющих напряжений на основе экспериментальной вольт-фазовой характеристики фазовращателей. Для электронного сканирования в секторе $\pm 90^\circ$ сформирован массив сдвигов по 13 позициям с шагом 15° . Нормированные относительно опорного элемента данные могут использоваться в системе управления АФВУ, созданного НИФТИ ННГУ совместно с научно-исследовательской группой радиофизического факультета под руководством д.ф.-м.н., профессора А.А. Малыцева.

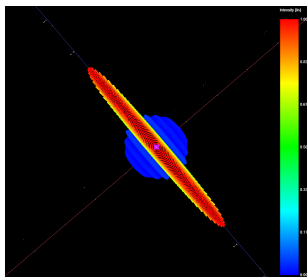


Рис. 1

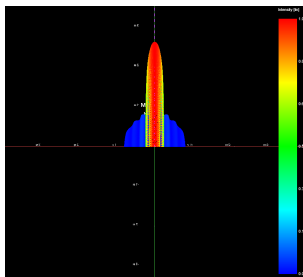


Рис. 2

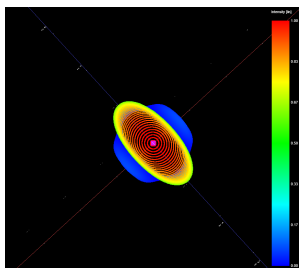


Рис. 3

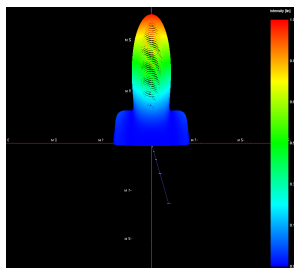


Рис. 4

По аналогии с подходом, известным из патента [6] и статьи [7], предложена схема когерентного объединения n -модулей для масштабирования апертуры m -элементов. Структура соответствующей оптической системы приведена на рис. 5. Особенностью технического решения является применение компактных полупроводниковых усилителей за счёт чего оказывается возможным расширение когерентной оптической сети АФВУ для формирования ДН ФАР через объединение нескольких фотонных интегральных схем в рамках единого фотонного устройства. Подобный подход позволяет компенсировать потери в световодных трактах и увеличить число обрабатываемых радиосигналов.

Принцип работы АФВУ основан на переносе радиосигналов от элементов ФАР на оптическую несущую. Для этого используются модуляторы лазерного излучения по схеме Маха-Цендера, на которые поступают когерентное лазерное излучение от единого источника. Фазовая подстройка сигналов выполняется с помощью термооптических элементов. Обработанные сигналы проходят через систему планарных оптических сумматоров. Полученный когерентно сложенный сигнал с учётом заданных фазовых сдвигов регистрируется на балансном фотодетекторе [8].

На текущем этапе исследования теоретически обоснована схема в конфигурации массива 16×2 . В рамках дальнейших изысканий планируется конфигурация фотонного тракта в матричную архитектуру 32×16 с отработкой алгоритмов когерентного объединения и интеграцией оптических модуляторов с системой фазовой подстройки [9]. Стратегическим направлением разработки станет создание АФВУ для построения полнофункциональной апертуры 32×16 с обеспечением высокой точности наведения диаграммы направленности.

Предложенные в работе технические решения создадут предпосылки для создания АФВУ в интересах разработки бортовых терминалов спутниковой связи, а также могут быть использованы в подготовке специалистов в рамках научно-образовательных инициативах передовой инженерной школы ННГУ им. Лобачевского.

«Исследование выполнено в рамках научной программы Национального центра физики и математики, направление № 1 «Национальный центр исследования архитектур суперкомпьютеров. Этап 2026-2028».

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект № FSWR-2025-0008

- [1] Paul B., Sertel K., Nahar N.K. Photonic Beamforming for 5G and Beyond: A Review of True Time Delay Devices Enabling Ultra-Wideband Beamforming for mmWave Communications // IEEE Access. 2022. Vol. 10. P. 75510. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3188992.
- [2] Martínez-Carrasco Romero P., Rausell-Campo J.R., Pérez-Galacho D., Wang T., Pérez-López D., Li X., Qing T. Integrated Microwave Photonics Coherent Processor for Massive-MIMO Systems in Wireless Communications // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2023. Vol. 29, no. 6. Art. 6101112. DOI: 10.1109/JSTQE.2023.3264434.
- [3] Ковалев М. С., Подлесных И. М., Певчих К.Э., Кудряшов С. И. Планарная фотоника ближнего инфракрасного диапазона на основе сверхлегированного кремния: перспективы // Фотоника. 2024. № 18(2). DOI: 10.22184/19937296
- [4] Митяшев М. Б. К реализации технологий радиофотоники в АФАР радиолокационных комплексов // Вестник СибГУТИ. 2015.
- [5] Xiang S., Chen Y., Zhao H., Shi S., Zeng X., Zhang Y., Guo X., Han Y., Shi Y., Hao Y. Nonlinear photonic neuromorphic chips for spiking reinforcement learning // Optica. 2026. Vol. 13, no. 3. P. 457. DOI: 10.1364/OPTICA.578687.
- [6] Патент WO2016170466A1, МПК H04B10/2575, H01Q3/26, H04B10/64. Photonic Beamforming System for a Phased Array Antenna Receiver / Vidal Drummond M., Nunes Nogueira R., Cunha Duarte V.; заявитель Instituto de Telecomunicacoes. – № PCT/IB2016/052206; заявл. 18.04.2016; опубл. 27.10.2016.
- [7] Duan F., Guo Y., Gu Z., Yin Y., Wu Y., Chen T. Optical Beamforming Networks for Millimeter-Wave Wireless Communications // Applied Sciences. 2023. Vol. 13, no. 14. P. 8346. DOI: 10.3390/app13148346.
- [8] Martínez-Carrasco Romero P., Rausell-Campo J.R., Pérez-Galacho D., Wang T., Pérez-López D., Li X., Qing T. Integrated Microwave Photonics Coherent Processor for Massive-MIMO Systems in Wireless Communications // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2023. Vol. 29, no. 6. Art. 6101112. DOI: 10.1109/JSTQE.2023.3264434.
- [9] Lee W.-B., Kwon Y.-J., Kim D.-H., Sunwoo Y.-H., Lee S.-S. Hybrid integrated thin-film lithium niobate-silicon nitride electro-optical phased array incorporating silicon nitride grating antenna for two-dimensional beam steering // Optics Express. 2024. Vol. 32, no. 6. P. 9171. DOI: 10.1364/OE.518961.

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ДВУМЕРНЫХ МИМО АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА ОСНОВЕ ВЗАИМНО-ПРОСТЫХ СЕТОК

С.В. Шишанов, А.Г. Флакسمан

НГТУ

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Радары с цифровой фазированной антенной решеткой обычно построены на технологии один передающий и несколько приемных антенных элементов. При таком подходе пространственное разрешение определяется апертурой приемной антенны. Multiple-input-multiple-output (MIMO) радар является альтернативой традиционному решению, он имеет несколько приемных и несколько передающих антенных элементов, излучающих ортогональные сигналы [1].

Для многих областей техники, таких как радары для системы помощи водителю, биорадары, умный дом требуется разработка двумерных разреженных антенных решеток с низким уровнем боковых лепестков и узким центральным лучом. Для построения таких решеток предлагается использовать теорию двумерных сеток. При этом для размещения элементов приемной и передающей частей MIMO антенной решетки предлагается использовать сетки, построенные на взаимно-простых числах в кольцах чисел [2]. В таких сетках упрощается проектирование разреженных решеток любой конфигурации: прямоугольных, случайных, фрактальных и т.д.

Принцип построения алгебраических решеток

Для построения двумерной сетки Λ , требуется 2 линейно независимых вектора g_1 и g_2 . Узлы сетки определяются как их линейная комбинация [2]:

$$\Lambda = x_1 \cdot g_1 + x_2 \cdot g_2, \quad (1)$$

где x_1 и x_2 – целые действительные числа.

Матрица G составленная из векторов g_1 и g_2 , называется формирующей матрицей. Для построения двумерных сеток используются квадратичные поля, образованные присоединением квадратного корня из целого числа q к кольцу целых чисел. Обычно, используют кольцо целых чисел Гаусса $Z[i]$, каждый элемент которого имеет вид $z = a + i \cdot b$, задающее прямоугольную сетку, и кольцо целых чисел Эйзенштейна $Z[\omega]$, каждый элемент которого имеет вид $z = a + \omega \cdot b$, где $\omega = 1/2 \cdot (-1 + i \cdot \sqrt{3}) = e^{2\pi i/3}$, задающее гексагональную сетку.

Для кольца целых чисел Гаусса и Эйзенштейна формирующие матрицы могут быть заданы [3]:

$$G_G = |g_1 \quad g_2| = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix},$$

$$G_E = |g_1 \quad g_2| = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix}. \quad (2)$$

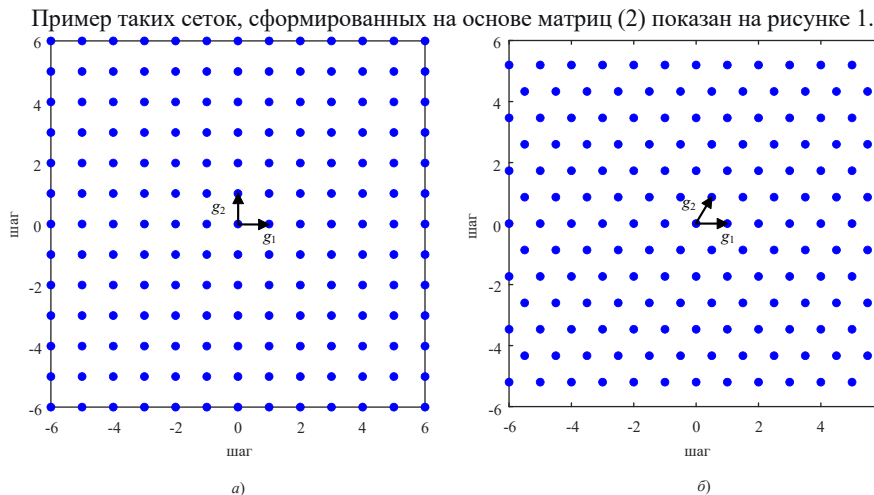


Рис. 1

Пример построения двумерных ММО антенных решеток

На основе предложенного подхода можно построить сетки для передающей и приемной антенн. Для этого необходимо выбрать два взаимно-простых числа и составить для них формирующие матрицы [2]. Например, в кольце чисел Гаусса число $p = 5 = (2 + i)(2 - i)$, $p_1 = 2 + i$ и $p_2 = 2 - i$ два его простых делителя. Как $\{1, i\}$ является интегральным базисом $\mathbb{Z}[i]$, интегральный базис простых идеалов $2 + i$ и $2 - i$ может быть вычислен:

$$\begin{aligned} (2 + i)\{1, i\} &= \{2 + i, -1 + 2 \cdot i\} \\ (2 - i)\{1, i\} &= \{2 - i, -1 + 2 \cdot i\}. \end{aligned} \quad (3)$$

Формирующие матрицы для p_1 и p_2 могут быть выражены:

$$\begin{aligned} G_{(2+i)} &= \begin{vmatrix} g_1^{(1)} & g_2^{(1)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2 & -1 \\ 1 & 2 \end{vmatrix} \\ G_{(2-i)} &= \begin{vmatrix} g_1^{(2)} & g_2^{(2)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 2 \end{vmatrix}. \end{aligned} \quad (4)$$

Аналогично, в кольце чисел Эйзенштейна число $p = 7 = (2 + \sqrt{3} \cdot i)(2 - \sqrt{3} \cdot i)$, $p_1 = 2 + \sqrt{3} \cdot i$ и $p_2 = 2 - \sqrt{3} \cdot i$ два его простых делителя, которые в кольце целых чисел Эйзенштейна могут быть представлены в виде $1 + 2 \omega$ и $1 - 2 \omega$. Их интегральный базис может быть представлен в виде:

$$\begin{aligned} (2 + \sqrt{3} \cdot i)\{1, \omega\} &= \{2 + \sqrt{3} \cdot i, \frac{-1+3\sqrt{3}i}{2}\} \\ (2 - \sqrt{3} \cdot i)\{1, \omega\} &= \{2 - \sqrt{3} \cdot i, \frac{5+\sqrt{3}i}{2}\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Формирующие матрицы для p_1 и p_2 могут быть выражены:

$$G_{(2+\sqrt{3}\cdot i)} = |g_1^{(1)} \quad g_2^{(1)}| = \begin{vmatrix} 1 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & -2 \\ 2 & 3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2 & -1/2 \\ \sqrt{3} & 3\sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \quad (6)$$

$$G_{(2-\sqrt{3}\cdot i)} = |g_1^{(2)} \quad g_2^{(2)}| = \begin{vmatrix} 1 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 3 & 2 \\ -2 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2 & 5/2 \\ -\sqrt{3} & \sqrt{3}/2 \end{vmatrix}.$$

На рисунках 2 а и б показаны сетки, полученная на основе формирующих матриц (4) и (6). На рисунке 2 а синими крестиками показаны узлы сетки соответствующие $p_1 = 2 + i$, красными – для $p_2 = 2 - i$, на рисунке 2 б – $p_1 = 2 + \sqrt{3}\cdot i$ и $p_2 = 2 - \sqrt{3}\cdot i$. Из рисунков 2 видно, что узлы сеток не совпадают друг с другом.

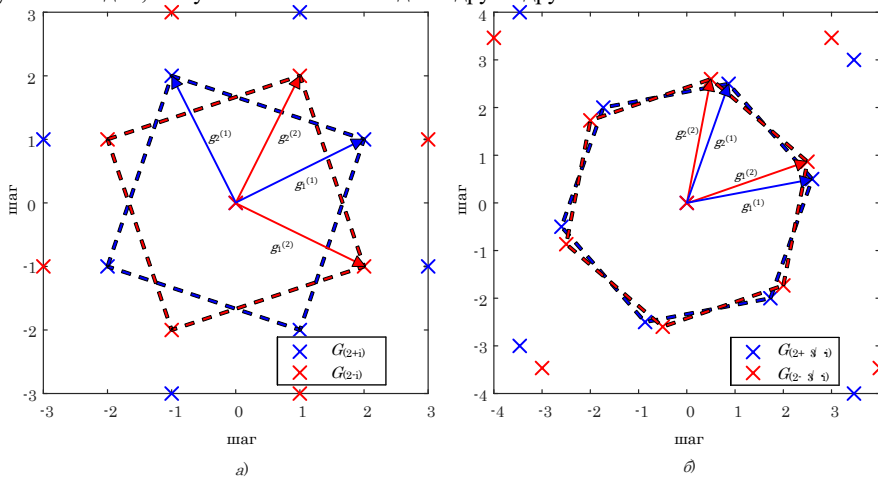


Рис. 2

Пример двумерной решетки, построенной на основе алгебраических решеток

ДН виртуальной ММО антенной решетки есть произведение ДН передающей и приемной антенн [1]. Тогда для того, чтобы она имела минимальный уровень боковых лепестков необходимо, чтобы положение интерференционных максимумов передающей и приемной антенных решеток не совпадали. В настоящее время популярны так называемые 4D imaging радары, в которых используются стандартные ММО структуры: 12Tx16Rx, 12Tx24Rx, 48Tx48Rx. При этом требования для ММО антенных решеток: 2° ширина луча в азимутальной и угломестной плоскостях и уровень боковых лепестков около -10 дБ. На рисунке 3 показаны пример физических, виртуальной антенных решеток и сечения ДН для нулевого угла места (синяя кривая) и нулевого азимута (красная кривая) в кольце Гаусса (а – в). Максимальный уровень боковых лепестков двумерной ДН виртуальной антенны составляет около -9.22 дБ, в сечении ДН при

нулевым угле места и азимуте около -15 дБ, ширина луча в азимутальной и угломестной плоскостях составляет 1.6° и 1.8° .

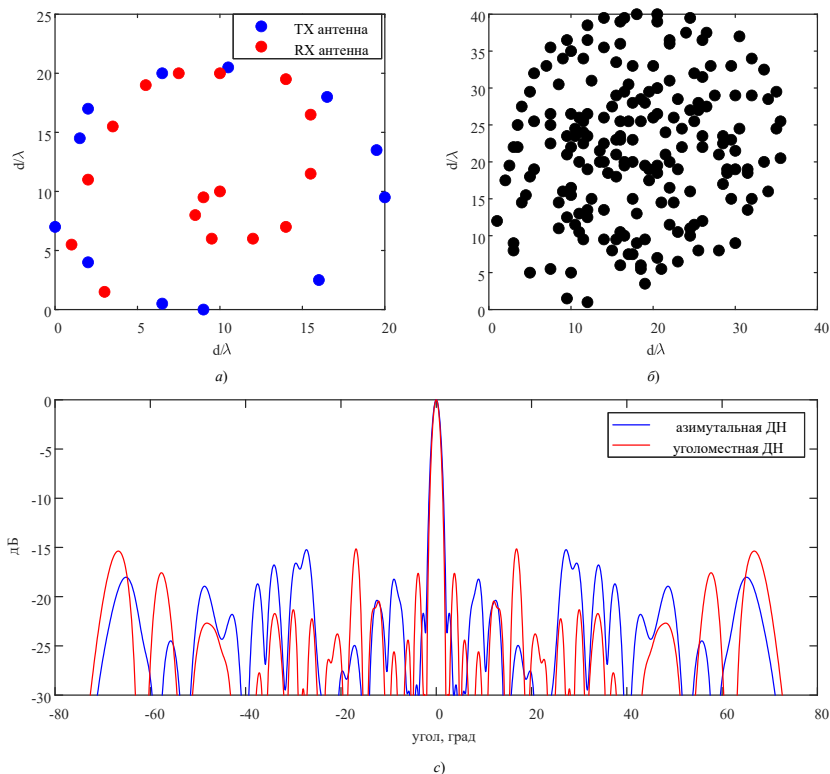


Рис. 3

Выводы

В работе рассмотрен метод формирования двумерных решеток на основе сеток, построенных на взаимно-простых числах в кольцах Гаусса и Эйзенштейна. Показано, что физические передающие и приемные элементы антенн в таких сетках не пересекаются, что позволяет получать антенны с требуемыми характеристиками в части ширины луча и уровня боковых лепестков

- [1] Hamish Meikle Modern Radar Systems. 2nd ed. 728 p.
- [2] Conghui Li, Lu Gan, and Cong Ling // IEEE Transactions on Signal Processing Volume: 67, Issue: 11, 01 June 2019, doi:10.48550/arXiv.1808.07505
- [3] Hua L. Introduction to number theory. Commercial Press, 1967. 347 p.

КАЛИБРОВКА РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИАЛЬНЫХ СКОРОСТЕЙ ОБЪЕКТОВ

С.В. Шишанов, И.В. Кочубейник

ННГУ

Введение

При массовой установке радиолокационных сенсоров они могут быть установлены с неизвестным смещением относительно глобальной системы координат. Настоящая работа посвящена разработке алгоритма онлайн калибровки системы из распределенных радиолокационных датчиков. Точная калибровка системы необходима для последующего объединения точек при построении общей картины окружающей обстановки вокруг автомобиля.

Алгоритм измерения собственной скорости автомобиля

На рисунке 1 показана геометрия измерения сферических координат объектов автомобильным радаром, где $\alpha_1 \dots \alpha_N$, $R_1 \dots R_N$ азимуты и дальности обнаруженных точек.

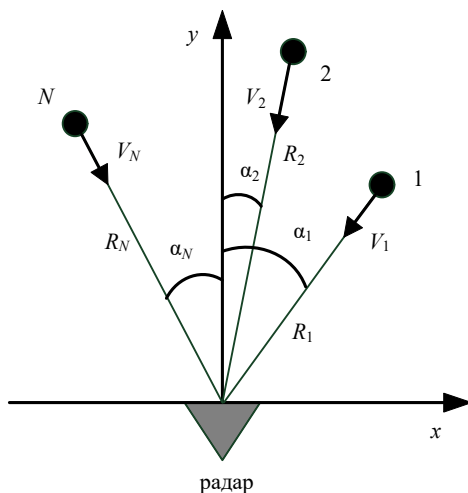


Рис. 1

Если радар или объект, от которого произошло отражение, перемещается с некоторой скоростью V , то расстояние до него в каждый момент времени изменяется пропорционально значению проекции скорости на направление радар-объект. Эту проекцию называют радиальной скоростью, (рис. 1 обозначены $V_{r1} \dots V_{rN}$). Изменение расстояния приводит к тому, что в каждый момент электромагнитной волне необходимо

меньше времени на прохождение расстояние от радара до объекта и назад, что вызывает изменение центральной частоты в спектре сигнала (частота Доплера) [2]:

$$f_d = -2 \cdot V \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\psi) / \lambda, \quad (1)$$

где ψ – угол места объекта, λ – длина волны.

Дальность обнаруживаемых объектов обычно составляет несколько десятков метров, при этом высота составляет единицы метров. Тогда угол места объектов будет составлять единицы градусов и можно считать, что $\cos(\psi) \rightarrow 1$.

Большая часть объектов, обнаруживаемых автомобильным радаром, являются стационарными, собственная скорость которых равна нулю. При этом, при движении радара со скоростью V_{ego} возникает доплеровский сдвиг частоты:

$$f_d = -2 \cdot V_{ego} \cdot \cos(\alpha) / \lambda, \quad (2)$$

Радиальную скорость объектов можно выразить в виде (3).

$$V_r = V_{ego} \cdot \cos(\alpha), \quad (3)$$

В декартовой системе координат Oxy скорость V_{ego} можно представить в виде:

$$\vec{V}_{ego} = [V_x \ V_y]^T = V_{ego} [\sin(\beta) \ \cos(\beta)]^T, \quad (4)$$

где $V_{ego} = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$, $\beta = \arctg(V_y/V_x)$

Используя выражение (4), радиальную скорость объекта можно представить в виде:

$$V_r = -V_x \cdot \sin(\alpha) - V_y \cdot \cos(\alpha), \quad (5)$$

Для оценки направления вектора скорости автомобиля необходимо составить систему уравнений вида (5) для набора измерений радиальных скоростей и азимутов различных стационарных объектов [3]:

$$\begin{cases} V_{r1} = -V_x \cdot \sin(\alpha_1) - V_y \cdot \cos(\alpha_1) \\ \vdots \\ V_{rN} = -V_x \cdot \sin(\alpha_N) - V_y \cdot \cos(\alpha_N) \end{cases}, \quad (6)$$

где $V_{r1} \dots V_{rN}$ и $\alpha_1 \dots \alpha_N$ – набор из N измерений радиальных скоростей и азимутов.

Систему уравнений (6) можно представить в матричном виде (7):

$$\vec{V}_r = \mathbf{A} \cdot \vec{V}_{ego}, \quad (7)$$

где $\vec{V}_r = [V_{r1}, \dots, V_{rN}]^T$ – вектор значений радиальных скоростей стационарных объектов,

$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sin(\alpha_1) & \cos(\alpha_1) \\ \vdots & \vdots \\ \sin(\alpha_N) & \cos(\alpha_N) \end{bmatrix}$ – матрица трансформации, зависящая от значений азимутов объектов. Матричное выражение (7) может быть решено методом наименьших квадратов [7].

На рисунке 2 показана фотография сцены (а), графики зависимости радиальной скорости от азимута (б) для системы из нескольких радаров, изображенной на рисунке 3 (а) и график оценки декартовых координат (в). На рисунках 2 б и в цвет точек соответствует используемому радару, штриховые линии – теоретическая зависимость радиальной скорости от угла. Минимум данной функции соответствует модулю собственной скорости автомобиля.

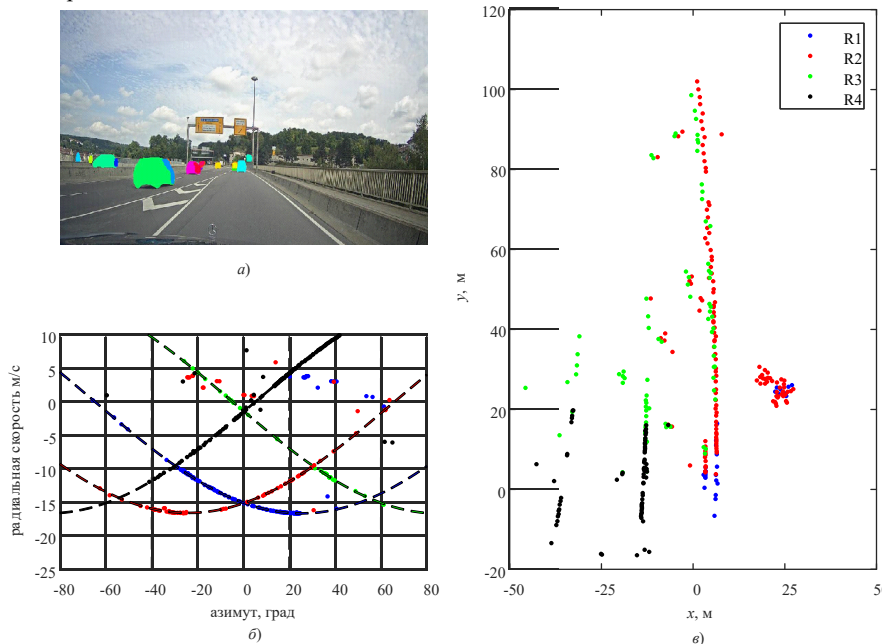


Рис. 2

Алгоритм измерения нормали к плоскости радиолокационного датчика

Из рисунка 2 б видно, что значение радиальной скорости автомобиля для разных радаров имеет разное значение по оси абсцисс (ось азимутов). Это вызвано тем, что направление нормали к плоскости каждого радара различное. При массовой установке сенсоров на автомобиль, они могут быть установлены с неизвестной ошибкой. Тогда при объединении измерений будет возникать систематическая ошибка. Для оценки направления нормали к оси решетки можно использовать независимые измерения направления вектора скорости в системе координат каждого радара. Большую часть времени автомобиль движется равномерно и прямолинейно. Тогда координаты вектора собственной скорости автомобиля в глобальной системе координат будут равны $\vec{V}_{ego} = V_{ego} \cdot [0, 1]$. Если система координат радара не совпадает с глобальной системой координат, тогда координаты вектора собственной скорости в ней будут равны $\vec{V}_{ego} = V_{ego} \cdot$

$[\sin(\beta_{const}), \cos(\beta_{const})]$, где β_{const} — угол поворота системы координат радара относительно глобальной системы координат. Его можно оценить на участках с прямолинейным движением. Гистограмма оценки угла рыскания для каждого из радаров показана на рисунке 3 (с).

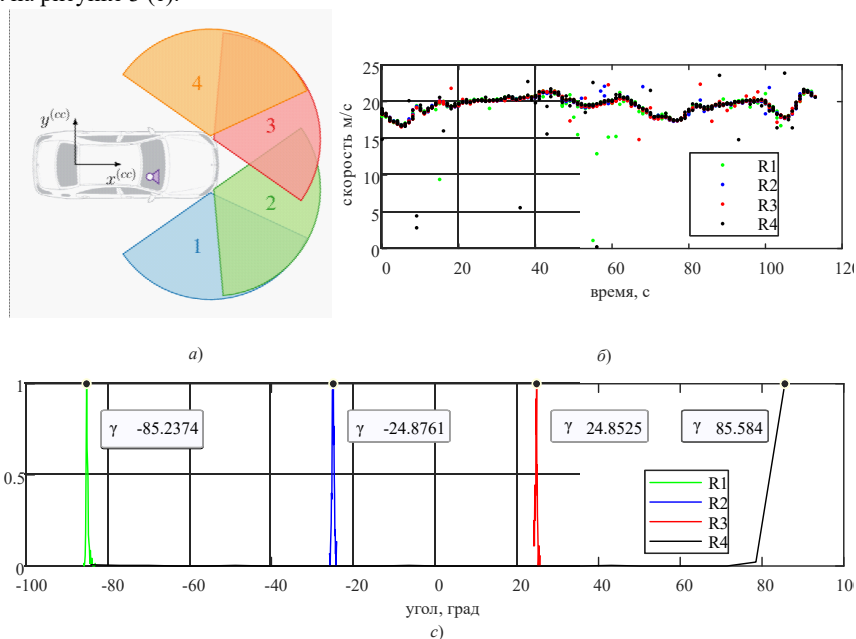


Рис. 3

Выводы

В работе рассмотрен алгоритм онлайн калибровки распределенной сети из радиолокационных сенсоров. Алгоритм основан на сопоставлении модели зависимости значения радиальной скорости стационарных объектов и реальных измерений. Результаты экспериментальных исследований показали эффективность предлагаемого подхода.

- [1] Waldschmidt C., Hasch J., Menzel W. // IEEE Journal of Microwaves, 2021, Vol. 1, no. 1, P. 135, DOI: 10.1109/JMW.2020.3033616.
- [2] Skolnik M. I., Introduction to Radar. In: Skolnik M. I. (Ed.), Radar Handbook, 1st ed., McGraw-Hill, – New York, NY, USA, 1962, pp. 21–X.
- [3] Bao Y., Zhou H., Yang Z. // Proceedings of the 2020 German Microwave Conference (GeMiC), – Düsseldorf, Germany, Mar. 2020, pp. 108–111, IEEE.
- [4] Strang G., Introduction to Linear Algebra. – Wellesley: Wellesley-Cambridge PressMA, USA, 2022.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ МОДУЛЯЦИЙ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА В ВОСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ 5G

А.А. Солодкова, И.М. Аверин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В условиях стремительного развития мобильной связи пятого поколения (5G) увеличиваются требования к передаче данных, в связи с чем появляется необходимость использования высокоэффективных методов модуляции. Одним из таких способов является применение модуляций высокого порядка, например, 1024-QAM, позволяющих значительно повысить пропускную способность канала, особенно в восходящем направлении (uplink) [1]. Однако такая реализация сопряжена с рядом технических сложностей, связанных с ограничениями мощности пользовательских устройств (UE), многолучевым распространением и влиянием характеристик антенн. Эти факторы существенно влияют на уровень сигнала и качество связи.

Особое внимание в данном исследовании уделяется изучению воздействия ориентации антенн на показатели SINR и, как следствие, на возможность использования сложных модуляций в сетях 5G.

В рамках работы проводится сравнение графиков SINR для трех ключевых положений пользовательских устройств: при идеальном направлении, случайной ориентации и при использовании диполей. Полученные результаты позволят объективно оценить эффективность и ограничения использования больших модуляций, определить пути повышения надежности связи.

Параметры моделирования

Для проведения моделирования были выбраны два ключевых сценария, подробно описанных в стандарте 38.901 [2]: Urban Macrocell и Indoor Office.

Выбор этих сценариев обусловлен их широким применением и актуальностью. Они позволяют оценить работу сети в различных средах – как на открытых городских площадках, так и внутри зданий, что важно для разработки и оптимизации технологий высокой скорости передачи данных. Ниже представлена таблица 1 с параметрами для моделирования.

Табл. 1

Parameters	Urban macrocell	Indoor
Frequency band	7GHz	
System bandwidth	200MHz with 30kHz SCS	
UE antenna configuration	CPE antenna: 2×4 array, 6.4 dBi gain per element, and 15.4 dBi max gain	
Network layout	19 macro sites, 3 sectors per site with wrap around	50m x 120m, 12BSs
Inter-site distance	500m	20m
BS antenna height	25 m	3 m
Outdoor/indoor	Outdoor and indoor	Indoor

UE location	Indoor UE ratio	20%	
	Low/high Penetration loss ratio	50% low loss, 50% high loss	
	LOS/NLOS	LOS and NLOS	LOS and NLOS
	UE antenna height	Same as 3D-Uma in TR 36.873	1.5 m
UE distribution (horizontal)		Uniform	
Minimum BS – UE distance (2D)		35 m	0 m
Channel model		TR 38.901 v19.1.0 Indoor-Office	TR 38.901 v19.1.0 UMa
Shadowing correlation		Between cells: 1.0 Between sites: 0.5	
Pathloss		3D-UMa LOS and NLOS in Table 7.2-1 of 36.873	3D-InH LOS and NLOS in Table 7.2-1 of 36.873
BS antenna configuration		(M,N,P,Mg,Ng; Mp, Np)=(24, 16, 2, 1, 1; 4, 16)	(M,N,P,Mg,Ng; Mp, Np)=(4, 8, 2, 1, 1; 2, 8)
Mechanic tilt		10°	Boresight direction is perpendicular to the ceiling
BS noise figure		6 dB	5 dB
UE noise figure		9 dB	

Формирование луча и конфигурация антенной решетки

Следующим этапом были рассмотрены конфигурации антенной решетки пользовательского устройства:

- 1) Направленная антенная решетка: схема элементов такая же, как у элемента 38.901 (будут рассмотрены два случая: произвольная ориентация в пространстве и антенная решетка, направленная в сторону обслуживающей базовой станции), рисунок 1.
- 2) Дипольные элементы, рисунок 2.

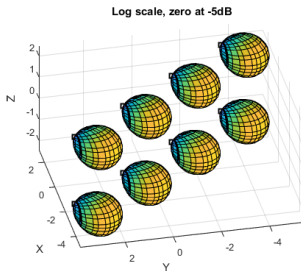


Рис. 1

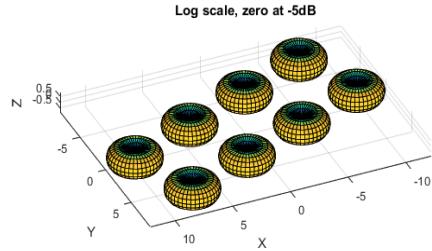


Рис. 2

Формирование луча, в случае идеального направления, осуществляется путем максимизации коэффициента усиления в направлении Line of Sight (LOS). Такая фокусировка позволяет направить основной лепесток диаграммы направленности антенны в сторону базовой станции, что увеличивает мощность принимаемого сигнала и улучшает качество связи.

Результаты моделирования

В процессе моделирования были получены результаты SINR для двух сценариев (UMa и InH), которые представлены на рисунках 3 и 4 ниже.

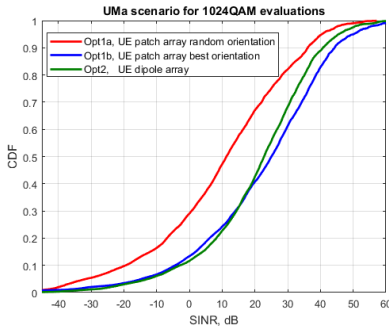


Рис. 3

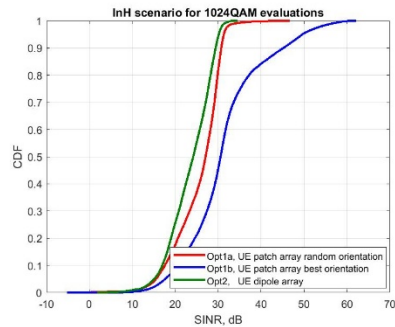


Рис. 4

В таблицах 2 (UMa) и 3 (InH) приведены значения SINR для трех уровней CDF (5%, 50%, 95%).

Табл. 2

Scenario	5% level, dB	50% level, dB	95% level, dB
Opt. 1a, Случайная ориентация в пространстве	-31.4	11.4	40.6
Opt. 1b, Идеальная ориентация	-14.5	25.2	50.3
Opt. 2, Дипольный элемент	-12.5	22.9	45.7

Табл. 3

Scenario	5% level, dB	50% level, dB	95% level, dB
Opt.1a, Случайная ориентация в пространстве	15.5	26.6	31.2
Opt.1b, Идеальная ориентация	17.7	30.6	49.7
Opt.2, Дипольный элемент	14.7	23.8	30.1

Выводы

Проведенное моделирование отношения SINR в зависимости от ориентации пользовательского устройства (UE) относительно базовой станции показало, что расположение антенны является важным фактором, влияющим на качество связи и возможность применения модуляций высокого порядка. Результаты исследования подтверждают, что идеальная ориентация антенны (направленная в сторону обсуживающей базовой станции), существенно улучшает SINR, что, в свою очередь, позволяет использовать сложные схемы модуляций, такие как 1024-QAM и выше. Это открывает возможности для повышения спектральной эффективности и увеличения скорости передачи данных в восходящем канале (uplink).

Однако случайная ориентация приводит к ухудшению графика. В таких условиях применение модуляций высокого порядка становится затруднительным, что ограничивает производительность системы. Для компенсации потерь и обеспечения стабильной связи в условиях неоптимальной ориентации антенны необходимо разрабатывать дополнительные адаптивные алгоритмы.

Особый интерес представляют результаты для дипольной антенны, которые указывают на необходимость дальнейшего изучения ее характеристик. Они могут быть эффективны в определенных условиях, однако их применение требует тщательного анализа параметров.

В целом, исследование подтверждает, что использование модуляции высокого порядка в uplink возможно, но только при условии контроля ориентации антенны и применения компенсирующих механизмов для минимизации потерь

- [1] R4-2602284, “WF on [118][101-B] 6G system parameter (part II)”, Feature lead: Oppo
- [2] 3GPP TR 38.901 V19.0.0 (2025-06), “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 19)”

ПРИМЕНЕНИЕ ЛОГАРИФМА ОТНОШЕНИЯ ПРАВДОПОДОБИЯ В СИСТЕМАХ С РАЗНЕСЕННЫМ ПРИЕМОМ

И.С. Сорокин, Д.П. Фадеев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В современных беспроводных системах связи (LTE, 5G NR, Wi-Fi) разнесённый приём является ключевым способом компенсации мультипликативных замираний и повышения помехоустойчивости [1]. Хорошо известны различные современные методы разнесённого приема в многоканальных антенных системах [2]. Как правило, это системы с единым вычислительным устройством, выполненные в монолитном корпусе. В гражданской городской инфраструктуре размещены отдельно стоящие радиосвязные устройства различного назначения. Актуальной задачей является объединение этих устройств в единую систему с разнесённым приемом для повышения помехозащищенности и надежности принимаемых данных. Разработке метода разнесённого приема для таких систем посвящена данная публикация.

Комплексная выборка r_i на выходе i -й антенны описывается выражением [3]:

$$r_i = h_i \cdot s + n_i, \quad (1)$$

где h_i – комплексный коэффициент пространственного канала, подчиняющийся распределению Релея, с единичной дисперсией, s – переданный символ, n_i – выборка аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) с дисперсией σ^2 .

Оптимальным методом линейного объединения сигналов с N приёмных антенн является метод максимального правдоподобия (MRC, Maximum Ratio Combining) [3]. На рисунке 1 представлена структурная схема метода MRC.

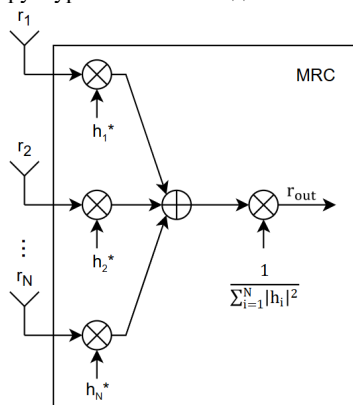


Рис. 1

Объединенный сигнал r_{out} формируется как взвешенная сумма принятых отсчетов каждой антенны. В качестве весового вектора выступает пространственный каналный коэффициент. Такое суммирование обеспечивает максимизацию отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе системы.

$$r_{out} = \frac{\sum_{i=1}^N h_i^* \cdot r_i}{\sum_{i=1}^N |h_i|}. \quad (2)$$

Для реализации формулы (2) в единое вычислительное устройство (FPGA) должны быть переданы принятые отсчеты r_i и каналные коэффициенты пространственного канала h_i с каждой антенны. На практике такое условие легко обеспечить, если антенные элементы и их аналоговые тракты размещаются совместно с вычислительным устройством. В антенных системах, которые состоят из отдельно стоящих радиосвязных изделий, вычислительные устройства пространственно разделены. Это усложняет передачу информации в единый вычислительный центр, в качестве которого может выступить одно из изделий системы. Аналогичная проблема возникает в изделиях с несколькими вычислительными устройствами, размещенными в едином корпусе. Структурные схемы таких систем представлены на рисунке 2а и 2б соответственно. Передаваемый объем данных в таких системах в этом случае может достигать десятков Гбит/с. Интерфейсные проводные линии передачи между изделиями и вычислительными устройствами системы как правило не обладают высокой скоростью передачи и не превышают единицы Гбит/с.

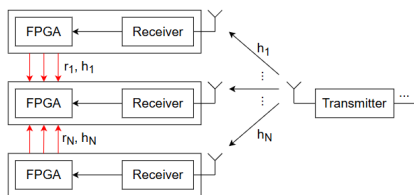


Рис. 2а

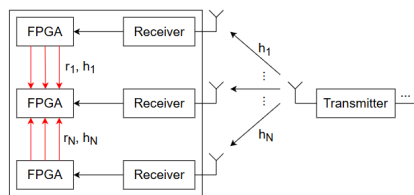


Рис. 2б

Практически все современные системы связи используют помехоустойчивое кодирование для увеличения надежности и достоверности передаваемых данных. В этом случае демодулятор вычисляет мягкие решения – логарифм отношения правдоподобия (LLR). Для принятого символа $\hat{s}$ метрика LLR определяется как [4]:

$$LLR = \ln \left(\frac{P(b = 0|\hat{s})}{P(b = 1|\hat{s})} \right). \quad (3)$$

В канале с АБГШ широко применяется вычислительно эффективное приближение вычисления LLR [5]:

$$LLR = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\min_{s \in S_1} |\hat{s} - s|^2 - \min_{s \in S_0} |\hat{s} - s|^2 \right), \quad (4)$$

где S_1 – множество точек созвездия, в которых бит равен 1, S_0 – множество точек созвездия, в которых бит равен 0 [5]. Ключевым свойством LLR является их аддитивность при статистически независимых наблюдениях [4].

Величина LLR косвенно содержит в себе информацию об ОСШ. Поэтому в предлагаемом нами методе совместной обработке принятых отсчетов сигнала с разных

антенн результирующее значение LLR на выходе системы формируется простым суммированием с каждой из антенн.

$$LLR_x = \sum_{i=1}^N LLR_i. \quad (5)$$

Таким образом, каждое радиосвязное устройство вычисляет только свое значение LLR и передает его на центральное вычислительное устройство. В этом случае нет необходимости передавать ни сами принятые отсчеты сигнала, ни информацию о канальной импульсной характеристике канала.

На рисунке 3 представлены кривые вероятности битовой ошибки (BER) от ОСШ для предлагаемого метода и метода MRC. Рассмотрено количество приемных антенн 2, 4, 8, модуляция BPSK. Из рисунка видно, что кривые BER предлагаемого метода совпадают с методом MRC, что подтверждает количественную эквивалентность методов.

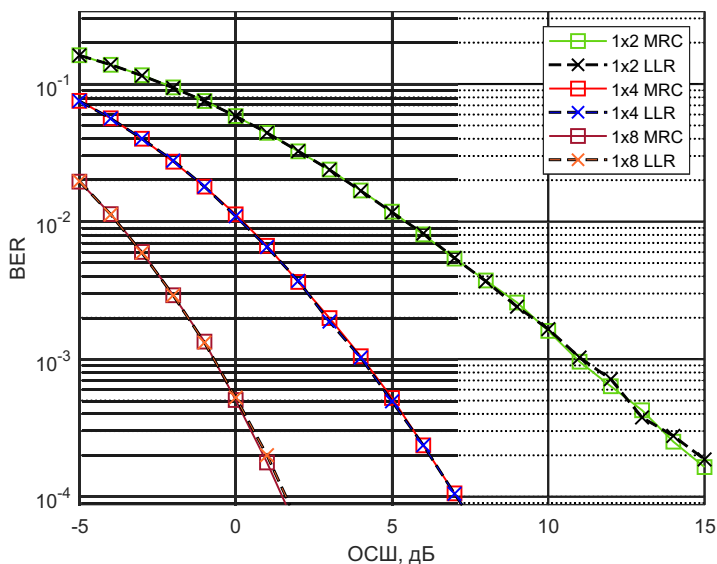


Рис. 3

Дополнительно уменьшение объема передаваемых данных можно обеспечить за счет ограничения разрядности значений LLR . Однако уменьшение разрядности может существенно огрубить исходные значения, что приведет к потерям помехозащищенности системы. Для определения необходимой разрядности были рассмотрены следующие представления значений LLR с фиксированной точкой: `sfix8_4`, `sfix6_3`, `sfix5_2`. На рисунке 4 представлены кривые BER для системы с 2 приемными антеннами и выбранными представлениями LLR , а также с представлением с плавающей точкой типа `float`.

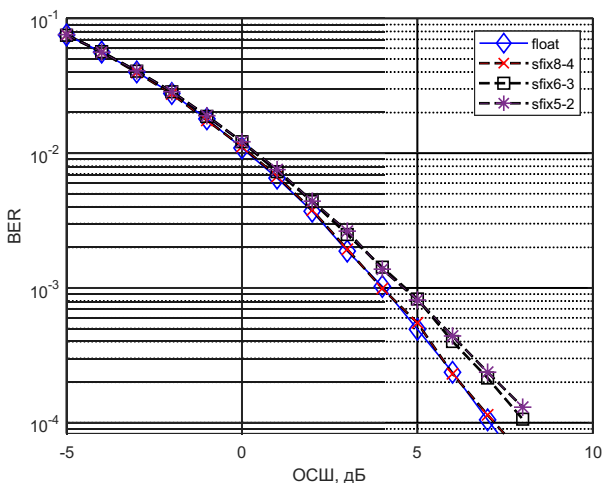


Рис. 4

Из рисунка видно, что разрядности представления LLR в 8 бит достаточно, чтобы исключить потери в обработке сигнала. В тоже время при разрядности LLR в 5 бит наблюдаются потери 1 дБ на уровне BER 10^{-4} . Современные помехоустойчивые декодеры позволяют успешно исправить ошибки при уровне не кодированной битовой ошибки от 10^{-3} до 10^{-1} . Таким образом возможно определить необходимую конечную разрядность LLR . Это позволит существенно снизить необходимую пропускную способность интерфейсных проводных линий между вычислительными устройствами до сотен Мбит/с. Такие количественные оценки позволяют применить метод разнесенного приема на основе логарифма отношения правдоподобия для системы из отдельно стоящих радиосвязных устройств и снизить требования к пропускной способности проводных шин передачи данных разрабатываемых изделий.

- [1] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
- [2] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011, 368 с.
- [3] Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000, 800 с.
- [4] Hagenauer J., Hoeher P. A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and Its Applications // Proceedings of IEEE GLOBECOM. 1989. P. 1680.
- [5] Viterbi A.J. An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP Decoder for Convolutional Codes // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1998. Vol. 16, no. 2. P. 260.

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ПРОЦЕДУРЕ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ЦИФРОВЫХ КОМАНД УПРАВЛЕНИЯ В МОБИЛЬНЫХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ

Д.А. Ванияев

НГИЭУ

Интеграция в повседневную практику гетерогенных робототехнических групп, включающих беспилотные авиационные системы, наземные манипуляторы, а также подводные и подземные аппараты, обострила проблему их коммуникации с наземной станцией управления (НСУ) [1, 2]. Эффективным решением данной задачи выступает кластеризация единой сети. В рамках такого подхода каждая изолированная группа выполняет локальную подзадачу, координируя действия для реализации общей целевой функции.

Для деления на кластеры можно использовать различные методы, которые разделяются на большие группы: мягкие и жёсткие. При жёсткой кластеризации устройство может входить только в один кластер, в мягком устройстве могут принадлежать нескольким кластерам [3]. Для выполнения кластеризации необходимо выделить определённый алгоритм, по которому устройства будут распределены в группы. Данный алгоритм представлен на рис.

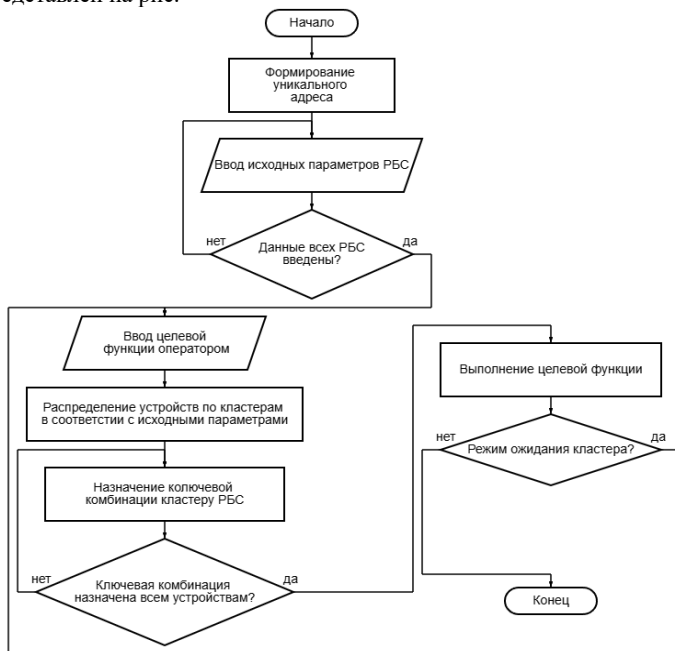


Рис.

Описываемый алгоритм обеспечивает распределение внутрикластерных адресов, однако исключает из рассмотрения механизмы их генерации и криптографической защиты каналов управления. При этом в процессе функционирования система обязана сохранять гомеостаз — способность поддерживать динамическое равновесие внутренней среды за счет скоординированных реакций на внешние раздражители. В качестве базиса для разделения кодовых слов между узлами сети и НСУ авторами выбраны эквивалентные блоковые систематические коды [4]. На приемной стороне таких систем применяется алгоритм мягкого декодирования зашумленных сигналов: на основе анализа достоверности принятых символов производится их релокация, при которой наиболее надежные элементы смещаются на позиции информационных разрядов.

Одновременно с этим на основе заданной перестановки генерируется порождающая матрица эквивалентного кода. Она применяется для повторного кодирования наиболее надежных информационных символов в идеальных условиях (при отсутствии помех). Сформированный таким образом кодовый вектор принимается за эталон, превосходящий по достоверности исходную последовательность из канала связи. Путем сравнения эталонной и принятой комбинаций определяются локаторы ошибок, что обеспечивает их оперативную коррекцию. Примечательно, что для каждого принятого блока данных формируется уникальный эквивалентный код, структура которого жестко привязана к текущей перестановке символов [5].

Построение модели расчёта матриц и кодовых слов для кода (15, 11)

Практическая реализация метода кластеризации пространства перестановок ранее исследовалась авторами на примере кода Хэмминга (7, 4) [5]. Вычисления показали, что для заданной разрядности информационных и проверочных бит число уникальных перестановок, пригодных для формирования кодовых слов в канале управления, ограничено 24. Такого объема недостаточно для построения полноценной самоорганизующейся сети. В связи с этим было принято решение перейти к коду большей значности — (15, 11), задействовав порождающий многочлен (1).

$$g(x) = x^4 + x + 1. \quad (1)$$

Получена порождающая матрица, приведённая к систематическому виду (2).

Следующим этапом является проведение серии перестановок столбцов с целью генерации новых матриц и соответствующих им кодовых слов. В рамках данной процедуры необходимо вычислить число вырожденных матриц (с нулевым определителем), поскольку они непригодны для дальнейшего использования. Моделирование показало, что из общего числа сочетаний $C_7^4 = 1365$, из которых вырожденных 525 и одна матрица повторяется в ходе перестановок. Итого пригодных для работы 839 матриц. Первые и последний представлены в табл. 1. Проверочные матрицы представлены в систематической форме, которая используется микропроцессором декодера для вычисления синдрома. Процесс заключается в умножении принятого кодового вектора на соответствующую матрицу. Нулевой результат вычисления (нулевой вектор синдрома) свидетельствует об отсутствии обнаруженных ошибок в принятой комбинации избыточного кода.

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Пригодные матрицы были распределены на 15 кластеров. Для работы преобразовываем матрицы в вектор из 44 бит, результат каждая матрица – точка в 44-мерном пространстве. Алгоритм группирует матрицы по минимальному евклидовому расстоянию между их векторами. В каждом кластере выбрана главная матрица – аналог центроида, элемента являющегося наиболее близким к среднему значению всех матриц в кластере. В каждом кластере находится от 30 до 68 элементов включая центроид, соответственно данные значения равны максимальному количеству устройств для кластера. Данные по некоторым матрицам и центроидам представлены в табл. 2.

Табл. 1

Перестановка	[4, 5, 6, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15]	[4, 5, 6, 7, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15]	[3, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15]	[3, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 14]	[3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12, 13, 14, 15]
Матрица	0011	1101	1010	1010	1101
	1100	1100	0011	1001	0110
	0110	0110	1100	1100	1100
	1111	1111	1110	1110	1001
	1010	1010	1001	0011	1011
	0111	1001	1111	0101	1010
	1110	1110	0111	1101	0101
	0101	1011	0110	0110	1111
	1101	0011	1101	0111	0111
	1001	0111	0101	1111	0011
	1011	0101	1011	1011	1110

Процедура адресации предусматривает иерархическое распределение кодовых комбинаций: каждому робототехническому средству присваивается общесетевой ключ, сформированный на основе порождающей матрицы, а также индивидуальные ключи кластера и самого устройства. При трансляции сообщения в эфир в виде соответствующего кодового слова сигнал физически принимается всеми узлами сети, однако успешно декодировать его могут только те целевые устройства, для которых данная информация непосредственно предназначена.

При отправке сообщения от наземной станции с номерами столбцов матрицы {2,3,4,5,6,7,8,9,10,12} к устройству с номерами столбцов матрицы {4,5,6,8,9,10,11,12,13,14,15}, декодер в наземной станции произведёт перестановки для совпадения с матрицей получателя, произведёт кодирование, передатчик отправит

команду устройству. Аналогичным образом происходит процесс передачи команд для других устройств и всему кластеру в целом.

Табл. 2

№ кластера	1	2	3	4	5	6	...	15
Центроид	1111	1110	1111	0111	0111	1011		0111
	1011	1110	1110	1011	0111	1011		1011
	0011	1011	1110	0101	1110	0111		1111
	1101	0111	0111	1100	1111	1011		1111
	0111	1101	1101	1111	1101	1101		1110
	1110	0111	0011	1101	1111	1101	...	1010
	1011	0101	1011	1011	0111	1100		0011
	1111	1110	1110	1111	1010	1111		1100
	1110	1111	1011	1111	1011	1101		1001
	1101	1101	0101	1010	0111	1001		1110
	1111	0011	1111	0111	1001	1110		1101
Количество элементов в кластере	63	63	64	52	64	53	...	45

Заключение

В работе рассмотрено допустимое множество ЭК для кода Хэмминга (15, 11). Выполнены перестановки и рассчитано количество уникальных невырожденных матриц, количество которых равно 839. Проведено построение 15 кластеров с группировкой вектором матриц по минимальному евклидовому расстоянию и выделением центроида, для распределения их каждому устройству. Изменяя матрицу с использование псевдослучайного генератора чисел. Так же предложен алгоритм распределения адресов кластера, где процесс объединения устройств в кластеры базируется на анализе функционального назначения группы, технических характеристик роботов, а также их пространственного расположения относительно друг друга и наземной станции управления.

- [1] Агеев С.А. Метод и алгоритмы подсистемы оперативной поддержки принятия решений для управления техническим состоянием судового комплекса связи / С.А. Агеев, Н.С. Агеева, А.А. Гладких, В.В. Каретников // Автоматизация процессов управления. 2024. № 2 (76). С. 32.
- [2] Башилов, А. М. Беспилотные технологии в системах аграрного производства / А. М. Башилов, В. А. Королев // Вестник НГИЭИ. 2023. № 5(144). С. 43. DOI 10.24412/2227-9407-2023-5-43-56. – EDN EEDXDV.
- [3] Егоров, А. В. Особенности методов кластеризации данных / А. В. Егоров, Н. И. Куприянова // Известия ЮФУ. Технические науки. 2011. № 11(124). С. 174. EDN OJCYUZ.
- [4] Гладких А.А. Архитектура коллективного управления с использованием свойств эквивалентности блоковых избыточных кодов / А. А. Гладких, Т. Г. Уласюк, М. Ю. Толикина [и др.] // Автоматизация процессов управления. 2025. № 4(82). С. 4. DOI 10.35752/1991-2927_2025_4_82_4. – EDN LXDJIG.
- [5] Гладких А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными // Электросвязь. 2017. № 8. С. 52.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МНОГОКАНАЛЬНОГО КОМПЕНСАТОРА ПОМЕХИ В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ

Д.С. Завьялов¹⁾, А.Г. Флакسمан¹⁾, А.В. Ястребов²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского,

²⁾ ООО «Радио Гигабит»

Введение

Для подавления помехи в системах радиолокации и радиосвязи широкое применение находят адаптивные многоканальные компенсаторы помехи (МКП) [1–3]. Для эффективного подавления помехи на выходе МКП необходимо оценить корреляционную матрицу помехи и шума в компенсационных каналах МКП, а также корреляционный вектор помехи и шума в основном и компенсационных каналах МКП.

Имеется существенное различие в применении МКП в этих системах. В радиолокационных системах длительность импульсов обычно значительно меньше периода их повторения. Поэтому эхо-сигнал также наблюдается в короткий период времени, соответствующий одному или двум элементам дальности, а активная помеха присутствует во всех элементах дальности. Следовательно, при усреднении входного процесса, в состав которого входит и полезный эхо-сигнал, можно выделить корреляционную матрицу собственного шума и внешней помехи и корреляционный вектор смеси помехи и шума в основном и компенсационных каналах МКП. В системах радиосвязи полезный сигнал передается и принимается непрерывно и при обработке входного процесса доступной является оценка корреляционной матрицы и корреляционного вектора смеси сигнала, помехи и собственного шума. В настоящей работе анализируются особенности применения и эффективность МКП в системах радиосвязи.

Подавление помехи Пусть на входе антенной решетки (АР) имеется смесь полезного сигнала, помехи и собственного шума приемных устройств. Для подавления помехи используется МКП, который имеет основной (нерегулируемый) вход и K регулируемых компенсационных входов. Будем считать для конкретности, что основной канал создается на основе M -элементной линейной АР и весового вектора S , который формирует заданную диаграмму направленности (ДН) АР. Функциональная схема МКП показана на рис. 1.

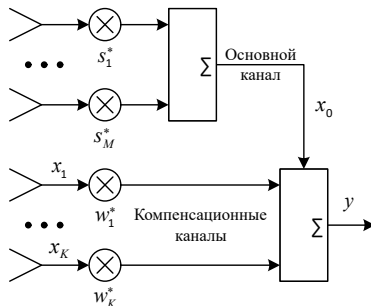


Рис. 1

На основной и K компенсационных входов МКП поступают стационарные узкополосные случайные комплексные процессы $x_0(l)$ и $x_k(l)$ ($k=1,2,\dots,K$), где l – номер выборки. Процессы $x_k(l)$ умножаются на весовые коэффициенты w_k^* и суммируются с процессом $x_0(l)$ (см. рис. 1).

Будем считать, что источник полезного сигнала находится в максимуме ДН АР основного канала. Тогда для l -й выборки входного процесса в основном канале имеем, что

$$x_0(l) = \sqrt{v_s} \sqrt{M} \xi(l) + \sqrt{v_{\text{int}}} \mathbf{S}^H \mathbf{V}(\varphi_{\text{int}}) \eta(l) + \zeta(l), \quad (1)$$

где v_s и v_{int} – отношение сигнал/шум (ОСШ) и отношение помеха/шум (ОПШ) в элементе АР, $\mathbf{V}(\varphi_{\text{int}})$ – вектор-фазор АР в направлении источника помехи, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $\xi(l)$, $\eta(l)$ и $\zeta(l)$ – статистически независимые комплексные гауссовы величины с нулевым средним и единичной дисперсией. Они моделируют сигнал, помеху и собственный шум (единичной мощности), соответственно. Скалярное произведение $\mathbf{S}^H \mathbf{V}(\varphi_{\text{int}})$ дает значение ДН основного канала в направлении источника помехи.

Для l -ой выборки входного процесса в k -ом компенсационном канале имеем, что

$$x_k(l) = \sqrt{v_s} \mathbf{S}_k^{(\kappa \text{ом})H} \mathbf{V}(\varphi_s) \xi(l) + \sqrt{v_{\text{int}}} \mathbf{S}_k^{(\kappa \text{ом})H} \mathbf{V}(\varphi_{\text{int}}) \eta(l) + \zeta^{(\kappa \text{ом})}(l), \quad (2)$$

где $\mathbf{S}_k^{(\kappa \text{ом})H}$ – весовой вектор, формирующий ДН k -го компенсационного канала. Скалярные произведения $\mathbf{S}_k^{(\kappa \text{ом})H} \mathbf{V}(\varphi_{\text{int}})$ и $\mathbf{S}_k^{(\kappa \text{ом})H} \mathbf{V}(\varphi_{\text{int}})$ дают значения ДН этого канала в направлениях источников сигнала и помехи.

Обозначим через $\mathbf{W}$ весовой вектор МКП. Тогда выходной сигнал МКП будет равен $y(l) = x_0(l) + \mathbf{W}^H \mathbf{X}(l)$, где $\mathbf{X}(l)$ – вектор с компонентами $x_k(l)$ из (2).

Критерием эффективности компенсатора является минимум средней мощности смеси выходной помехи и шума. Для обеспечения этого минимума весовой вектор МКП должен быть найден из уравнения [1–3]

$$\mathbf{R} \mathbf{W} = -\mathbf{P}, \quad (3)$$

где $\mathbf{R}$ – $K \times K$ размерная корреляционная матрица смеси помехи и шума в компенсационных каналах, $\mathbf{P}$ – K -мерный корреляционный вектор смеси помехи и шума в основном и компенсационных каналах МКП.

На практике мы имеем ограниченное число L статистически независимых выборок входных процессов в основном и компенсационном каналах МКП. Регуляризованные максимально правдоподобные оценки матрицы $\mathbf{R}$ и вектора $\mathbf{P}$ имеют вид [1–3]

$$\hat{\mathbf{R}} = \chi \mathbf{I} + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l); \quad \hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l) x_0^*(l), \quad (4)$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица, χ – параметр регуляризации. При единичной мощности шума приемных устройств $\chi \ll 1.0$.

Отметим два момента, характерных для систем радиосвязи. Во-первых, матрица $\mathbf{R}$ является корреляционной матрицей смеси помехи и шума в компенсационных каналах МКП. Поэтому, для ее оценки необходимо исключить полезный сигнал из входного процесса (2) в компенсационных каналах. Это можно сделать за счет формирования глубокого провала («нуля») в ДН компенсационных каналов в направлении на полезный сигнал. Во-вторых, при оценке корреляционного вектора $\mathbf{P}$ будут возникать так называемые «перекрестные» члены между сигналом и помехой (шумом), обусловленные ограниченным числом L выборок входного процесса, которые должны быть пренебрежимо малыми. Это накладывает ограничение на минимальную длину выборки ($L \gg \sqrt{v_s v_{int}}$).

Такие проблемы не возникают в системах радиолокации. Это связано с тем, что отраженный эхо-сигнал присутствует в одном (двух) элементах дальности, а помеха – во всех элементах дальности. Поэтому при использовании формул (4) «перекрестные» члены между сигналом и помехой (шумом) являются пренебрежимо малыми.

Результаты моделирования

Рассмотрим эффективность подавления помехи с помощью МКП в системах связи. Будем анализировать отношение сигнал/(шум+помеха) (ОСШП) на выходе МКП при точных корреляционной матрице $\mathbf{R}$ и корреляционном векторе $\mathbf{P}$ (оптимальная обработка, $L=\infty$), а также при конечном числе L выборок входного процесса (адаптивная обработка), когда оценки матрицы $\mathbf{R}$ и вектора $\mathbf{P}$ имеют вид (4). Пусть основной канал МКП сформирован на основе 16-элементной линейной АР с периодом $d=0.8\lambda$ (λ – длина волны). Ширина луча АР по уровню половинной мощности составляет 4° . Компенсационный канал сформируем с помощью двух изотропных антенн и разностной схемы. Разностная мощностная ДН будет равна $F(\varphi) = 4\sin^2(\pi b_\lambda \sin\varphi)$, где $b_\lambda=0.8\lambda$ – расстояние между этими антеннами (в длинах волн). Зададим ОСШ $v_s=10$ дБ и ОПШ $v_{int}=20$ дБ. Параметр регуляризации в (4) $\chi = 0.3$.

На рис. 2 (слева) показано среднее ОСШП (дБ) в зависимости от азимута помехи при оптимальной и адаптивной обработке при ОПШ $v_{int}=20$ дБ и числе выборок $L=150$. Азимут источника помехи менялся с шагом 0.5° . На рис. 2 (справа) приведены средние потери в выходном ОСШП в зависимости от длины L входного процесса при ОПШ $v_{int}=10, 20$ и 30 дБ. Угол прихода помехи равен 10.5° . Результаты получены путем усреднения по 100 реализациям входного процесса. Таким образом, для обеспечения потерь меньше 3 дБ входной процесс должен состоять из 100 и более выборок.

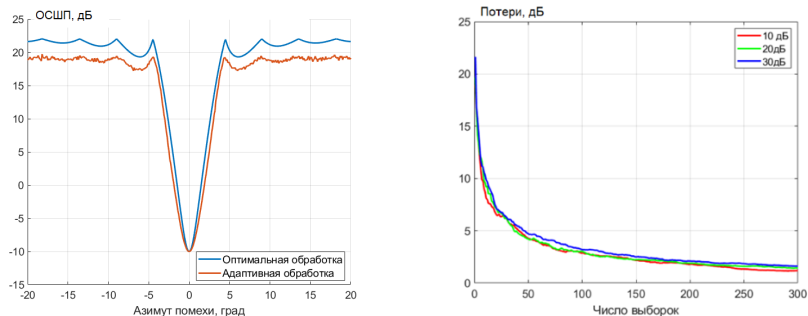


Рис. 2

Аналогичные результаты для системы радиолокации при одинаковых параметрах МКП показаны на рис. 3 при ОПШ $v_{int}=20$ дБ. Видно, что отсутствие «перекрестных» членов между сигналом и помехой при оценке корреляционной матрицы и корреляционного вектора в (4) дает возможность значительно уменьшить необходимую длину входного процесса. Для обеспечения потерь меньше 3 дБ входной процесс может состоять из нескольких выборок.

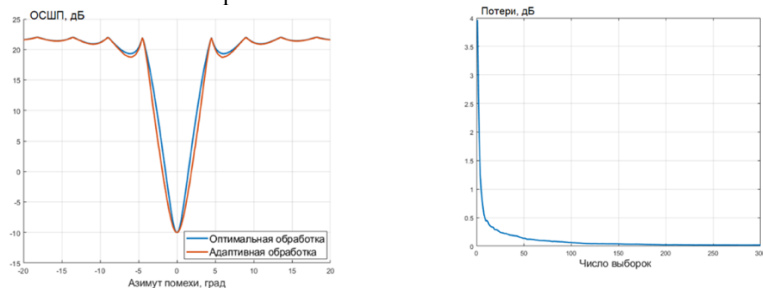


Рис. 3

Выводы

В настоящей работе исследованы особенности применения и эффективность МКП в системах радиосвязи. Показано, что длина входного процесса должна быть выбрана значительно большей, чем в системах радиолокации.

- [1] Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. – М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
- [2] Уидроу Б. Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь. 1989, 440 с.
- [3] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы обработки сигналов в адаптивных антенных решетках и компенсаторах помехи: – Учебное пособие. / Нижний Новгород: Нижегородский государственный университет, 2015. 194 с.

Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи»

Заседание секции проводилось 19 мая 2026 г.
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.