

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИВЕДЕНИЯ ПОДВОДНОГО АВТОНОМНОГО АППАРАТА К СТЫКОВОЧНОМУ МОДУЛЮ ДЛЯ ГНС С УЛЬТРОКОРОТКОЙ БАЗОЙ

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-2-11-19

Manuscript received 20 September 2020;
Revised 10 December 2020;
Accepted 21 December 2020

Филиппов Борис Иванович,
 Новосибирский государственный
 технический университет,
 г. Новосибирск, Россия,
filippov-boris@rambler.ru

Ключевые слова: совмещенная
 гидроакустическая навигационная система,
 подводный аппарат, стыковочный модуль,
 навигационные характеристики, гидроакустическая
 антенна с ультрокороткой базой

Целью работы является разработка совмещенной информационно-навигационной системы, в которой информационные сигналы являются одновременно навигационными. При разработке гидроакустической навигационной системы (ГНС) с ультрокороткой базой, приходится учитывать такие системные характеристики как излучаемая мощность, число элементов приемной антенны, допустимое время интегрирования (накопления) сигнала при оценках пеленга. Предварительный анализ характеристик ГНС с ультрокороткой базой позволяет сделать следующие выводы: при взаимно корреляционной обработке сигналов с элементов антенны ГНС наибольшее влияние будет оказывать пространственная корреляция рассеянных сигналов; при волновом размере антенны ГНС порядка 10λ можно ожидать, что коэффициент корреляции рассеянной компоненты будет настолько мал, что практически не будет давать смещения оценки пеленга; при малых волновых размерах антенны (соизмеримых с λ) коэффициент пространственной корреляции помехи может оказывать заметное влияние на оценку разности фаз навигационного сигнала с выходов элементов антенны ГНС – величина смещения оценки будет пропорциональна величине отраженного от поверхности акватории сигнала и коэффициенту его пространственной корреляции; при приближении подводного аппарата к стыковочному модулю возможны переотражения навигационного сигнала от элементов их конструкций, например, при радиусе носовой части подводного аппарата 0,2 м отношение уровней составит около 30 дБ; смещение оценки разности фаз сигналов будет только в случае, если имеется угловое смещение при отражениях (нет симметрии при отражении). Однако даже в этом случае влияние переотраженного сигнала всё равно мало.

Информация об авторе:

Филиппов Борис Иванович, к.т.н., доцент, доцент кафедры Защиты информации, Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск, Россия ORCID 0000-0002-5322-3430

Для цитирования:

Филиппов Б.И. Определение характеристик приведения подводного автономного аппарата к стыковочному модулю для ГНС с ультрокороткой базой // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №2. С. 11-19.

For citation:

Filippov B.I. (2021) Determination of characteristics of underwater autonomous apparatus transitory to the docking module for HNS with ultrashort base. T-Comm, vol. 15, no.2, pp. 11-19. (in Russian)

Введение

Подводные аппараты (ПА) являются эффективным средством для выполнения многих технологических операций в водной среде: поиска и подъема затонувших объектов, разведки полезных ископаемых, картографирования дна и т. д. Наиболее распространенным режимом работы известных ПА является последовательный обход заданных целевых точек [1, 2]. Однако существует большое число действий (стыковочные операции, обход препятствий, движение вдоль дна и протяженных объектов), при выполнении которых необходимо обеспечивать движение ПА по некоторым пространственным траекториям с высокой точностью. В работах [3, 4] при описании методов планирования траекторий движения ПА вдоль дна со сложным рельефом отмечается, что увеличить эффективность обзорных и других подводных технологических операций можно только при формировании гладких траекторий движения с использованием высококачественного контурного управления ПА.

Постановка задачи

Целью работы является разработка и исследование аппаратуры высокочастотной гидроакустической системы приведения ближнего действия по обеспечению стыковки автономного подводного аппарата с носителем для гидроакустической навигационной системы (ГНС) с ультракороткой базой [5] (разработка гидроакустической системы стыковки подводного аппарата с носителем для ГНС с короткой базой рассмотрена в [6,7]). Указанная задача решается разработкой совмещенной информационно – навигационной системы, в которой информационные сигналы являются одновременно навигационными.

При разработке ГНС приходится рассматривать такие системные характеристики как излучаемая мощность, число элементов приемной антенны, допустимое время интегрирования (накопления) сигнала при оценках пеленга. Поскольку эти характеристики взаимоувязаны, то в процессе разработки нужно выбирать приоритеты и устанавливать необходимые ограничения на указанные характеристики.

Принципиально достаточно обеспечить большое отношение сигнал/шум на входе антенны, чтобы реализовать требуемую точность оценки пеленга [8]. Однако при этом не следует забывать о возможных ситуациях, связанных с наличием реверберационных помех, которые не позволяют обеспечить требуемое отношение сигнал/шум. Увеличение числа элементов антенны повышает точность оценки пеленга, однако требует больших затрат на обработку сигналов. Кроме того, настройка и калибровка многоэлементных антенн является весьма трудоемкой и дорогостоящей работой. На время накопления сигнала ограничение накладывает движение ПА.

Оценка характеристик ГНС с ультракороткой базой

При оценке разности фаз сигнала на элементах антенны предполагается, что навигационный сигнал достаточно узкополосный (отношение $\Delta F / f_0 \leq 0,1$, ΔF – полоса частот навигационного сигнала).

В этом случае ФВК $B_{ij}(\tau)$ при малых τ можно представить в виде вектора ψ с математическим ожиданием фазы ψ_0 .

Поскольку реальные сигналы принимаются антенной на фоне шума, то фаза вектора ψ будет флюктуировать относительно ψ_0 с дисперсией σ_ψ . Если шумы на выходах элементов антенны ГНС являются независимыми, то можно говорить о распределении фазы ψ , как о распределении фазы вектора с независимыми приращениями, приведенном в [9]. В соответствии с этим распределением отношение сигнал/шум на выходе коррелятора (входе решающей схемы) при вероятности нахождении оценки фазы в интервале $\pm\delta(\Delta\psi)$ будет равно

$$\frac{B_{0i}^2}{\sigma_B^2} = \left(\frac{1,96}{\text{Sin}[\delta(\Delta\psi)]} \right)^2. \quad (1)$$

При одинаковых отношениях сигнал/шум на выходах элементов антенны ГНС и статистической независимости шумов, дисперсии оценок разностей фаз $\Delta\psi_{01}$ и $\Delta\psi_{02}$ будут одинаковы. Однако требования к этим оценкам различны.

Поскольку величина вводимой задержки t_0 является точно известной, то оценка пеленга по базе D будет определяться только погрешностью оценки разности фаз $\Delta\psi_{02}$.

С одной стороны, допустимая погрешность оценки $\Delta\psi_{02}$ связана с допустимой погрешностью оценки пеленга $\delta\phi$ соотношением:

$$\delta(\Delta\psi_{02}) \leq K_{\Delta\psi}(\phi) \cdot \delta\phi = 2 \cdot \pi \cdot \frac{D}{\lambda} \cdot \text{Cos}(\phi) \cdot \delta\phi, \quad (2)$$

где максимальное значение ϕ равно $\alpha/2$ (половине ширины ДН элементов антенны). С другой стороны, необходимо соблюдение требования:

$$\delta(\Delta\psi_{01}) < \pi \cdot \frac{D_0}{D}. \quad (3)$$

Поскольку величина D_0 определена условием получения однозначных оценок разности фаз, то при равенстве $\delta(\Delta\psi_{01})$ и $\delta(\Delta\psi_{02})$ из соотношений (2) и (3) можно получить ограничения на допустимую погрешность оценки разности фаз:

$$\delta(\Delta\psi_{0i}) \leq \pi \cdot \left(\frac{2 \cdot D_0}{\lambda} \cdot \cos(\alpha/2) \cdot \delta\phi \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (4)$$

Если погрешность оценки разности фаз по базе D_0 составляет $\delta(\Delta\psi_{01})$, то размер базы D однозначно определяется из требования (3).

Для дальнейших количественных оценок требуется распределить допустимое значение $\delta\phi$ между статистической погрешностью оценки пеленга и погрешностью за счет доплеровского смещения частоты (уходом частоты опорного генератора можно пренебречь).

При максимальной радиальной скорости ПА 3м/с и пеленге 25° (половина ширины ДН элементов антенны) погрешность в оценке ϕ может составить $0,34^\circ$. Следовательно, за допустимую погрешность $\delta\phi$ при статистической оценке нужно принимать допустимую общую погрешность оценки пеленга за вычетом этой величины.

При заданной погрешности оценки пеленга в 1° на долю статистической погрешности $\delta\phi$ остается $0,64^\circ$ ($1.1 \cdot 10^{-2}$ радиан).

В соответствии с оценкой (4) допустимая погрешность в оценке разности фаз $\delta(\Delta\psi_{0i})$ при заданной погрешности $\delta\phi$ и $\alpha = 50^\circ$ составит $0,154$ радиан ($\sim 9^\circ$).

Заметим, что данная оценка соответствует наихудшему случаю, когда ПА наблюдается на границе ДН антенны. Если пеленг ϕ на ПА приближается к 0 , то допустимая погрешность оценки разности фазы составляет $\sim 16^\circ$.

Из условия (3) следует, что размер D при этом не может превышать 15λ . Требуемое отношение сигнал/шум на входе решающего устройства для $\delta(\Delta\psi_{02})=9^\circ$, полученное из выражения (4), составляет 163 (~ 22 дБ).

Так как сигнал на входе решающего устройства есть оценка ФВК навигационного сигнала на выходах элементов антенны, то необходимо определить относительную погрешность оценки этой функции.

Если отношение сигнал/шум на выходе элементов антены одинаково и равно h , то математическое ожидание коэффициента взаимной корреляции ρ_{02} будет равно

$$M[\rho_{02}] = \frac{h}{h+1}. \quad (5)$$

Дисперсия оценки ФВК зависит не только от объема некоррелированной выборки (равной ΔF^*T , где T – длительность сигнала), но и вида распределения процессов $x_i(t)$ [10]. Применяемые на практике сигналы имеют распределение арксинуса, а помехи имеют, как правило, нормальное распределение, поэтому дисперсия оценки ФВК будет зависеть от отношения сигнал/шум. Для количественной оценки при $h > +3\text{дБ}$ можно использовать распределение арксинуса, а при $h < -3\text{дБ}$ использовать нормальное распределение. В переходной области можно воспользоваться средним значением двух оценок.

Относительная погрешность оценки ФВК вблизи максимума определяется выражением [11]:

$$\left(\frac{\sigma_{B(\tau)}}{B(\tau)} \right)^2 = \frac{1}{\Delta F \cdot T} \cdot \left[\frac{1}{\{M[\rho(\tau)]\}^2} + 1 + \gamma_e \right], \quad (6)$$

где γ_e представляет собой коэффициент эксцесса процесса $x_i(t)$, а $M[\rho(\tau)]$ определяется из равенства (5). Для нормального процесса $\gamma_e = 0$, для процесса с распределением арксинуса $\gamma_e = -1,5$. Заметим, что выражение (6) представляет собой обратную величину отношения сигнал/шум на входе решающей схемы.

Величина ΔF^*T для совмешённой информационно-навигационной системы приведения определяется длительностью и полосой частот информационного сигнала. Так как сигнал, определяющий начало формирования оценки навигационных характеристик поступает из системы обмена данными между ПА и СМ, то величина T будет меньше длительности блока данных, поскольку оценка наличия сигнала в системе передачи данных проводится за конечное время.

Если принять, что сигнал включения будет сформирован при приеме заголовка информационного сообщения, то T будет равно половине длительности блока данных. Если учесть, что объем некоррелированной выборки по всему блоку данных примерно равен 1000, то $\Delta F^*T \leq 500$.

Отношение сигнал/шум и возможные смещения оценки пеленга будут существенно зависеть от характера среды распространения навигационного сигнала.

При $\Delta F^*T = 500$ и отношении сигнал/шум на входе решающей схемы равном 163 из соотношений (6) и (5) получим, что отношение сигнал/шум на выходе элементов антеннны должно составлять $+2,3\text{дБ}$.

Оценим мощность акустического излучения передающей антены в предположении, что отношение сигнал/шум на выходе элементов антены будет равно $+3\text{дБ}$.

Спектральный уровень шумов на частотах 100 и 200 кГц равен соответственно 25 и 31 дБ относительно 1 мкПа. Следовательно, уровень шумов $I_{\text{ш}}$ в полосе частот 5 кГц будет равен соответственно 62 и 68 дБ. Затухание β (дБ/км) за счет поглощения в среде можно оценить из выражения [12]:

$$\beta = \frac{0,11 \cdot f^2}{1 + f^2} + \frac{44 \cdot f^2}{4100 + f^2} + 3 \cdot 10^{-4} \cdot f^2,$$

где f выражено в кГц.

Для частот 100 и 200 кГц β будет равно 34 и 52 дБ/км соответственно. Приведенный к 1 м уровень излучения $I_{\text{п}}$ будет равен $I_{\text{ш}} + 3 + \beta \cdot R + 20 \cdot \text{Log}(R) + 60$, где расстояние R выражено в км. Следовательно, для частот 100 и 200 кГц приведенный уровень излучения с учетом максимального расстояния в зоне приведения 0,3 км должен быть не менее 126 и 136,5 дБ соответственно. Акустическая мощность излучателя P_a должна быть не менее:

$$P_a \geq \frac{10^{(I_{\text{п}}/10-17)}}{K_a},$$

где K_a есть коэффициент концентрации антены.

Учитывая, что для антены с эффективной шириной ДН 50° $K_a \approx 5$, получим, что акустическая мощность излучателя для частот 100 и 200 кГц должна быть не менее 8 и 90 мкВт соответственно.

С точки зрения реализации оборудования на приеме выгодно иметь большой уровень сигнала. Действительно, при малых уровнях излучения выходное напряжение гидроакустического преобразователя приемной антенны будет иметь уровень порядка долей микровольта и могут возникнуть осложнения с реализацией малошумящего усилителя-фильтра с большим коэффициентом усиления, работающим в большом динамическом диапазоне принимаемого сигнала (70-80 дБ).

Поэтому излучаемая мощность должна приближаться к максимально допустимой для излучающей антены в соответствии с требованиями заданного энергопотребления. Оценим в первом приближении допустимую мощность излучения. Если принять, что излучение производится круглой плоской антенной, то при $\alpha = 50^\circ$ диаметр антены должен составлять величину 10λ . С учетом того, что максимальная мощность акустического излучения с 1 см² составляет $\sim 0,2$ Вт [10], получим, что допустимая мощность излучения для частот 100 и 200 кГц может составить 0,35 и 0,1 Вт соответственно.

При этом в дальней зоне приведения отношение сигнал/шум на входе элементов антены ГНС составит для частот 100 и 200 кГц соответственно 40 и 30 дБ, а относительный уровень давления в точке приема составит около 60 дБ относительно 1 мкПа.

При таких уровнях излучения коэффициент взаимной корреляции навигационного сигнала на выходе элементов антенны будет стремиться к 1, отношение сигнал/шум на входе решающей схемы (для $\gamma_e = -1,5$) приближается к 30 дБ, а погрешность $\delta(\Delta\psi)$ составит 3,7 градуса. При такой погрешности оценки разности фаз в ГНС для обеспечения требуемой точности определения местоположения ПА в процессе приведения вполне достаточно иметь двухэлементную антенну с базой $\lambda/[2 \cdot \sin(\alpha)]$.

При наличии отражающих поверхностей, что имеет место при малой глубине акватории по сравнению с горизонтальным расстоянием до ПА, в точке приема могут наблюдаться отраженные от дна и поверхности сигналы. Величины отраженных сигналов будут зависеть от эффективных площадей донного и поверхностного рассеяний, которые зависят от взаимного расположения СМ и ПА по глубине акватории. Некоторые примеры возможного расположения СМ и ПА приведены на рис. 1.

На рисунке 1а показано расположение СМ и ПА при погружении их на половину глубины акватории H . В этом случае можно ожидать значительных отраженных от дна и поверхности сигналов. Протяженность эффективно отражающей (или, точнее, рассеивающей в направлении приемника) поверхности можно приблизенно определить в виде:

$$\Delta X_n \approx \left(X - \frac{z}{\operatorname{tg}(\alpha)} \right) \cdot \sqrt{\left(\frac{X}{2} \right)^2 + z^2} \cdot 2 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2} \right),$$

где X – горизонтальное расстояние между СМ и ПА; z – глубина погружения; α – эффективная ширина ДН антенн (предполагается, что ДН передающей и элементов приемной антенны СМ и ПА одинаковы). При выполнении условия:

$$X - \frac{z}{\operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2} \right)} \leq 0, \quad (7)$$

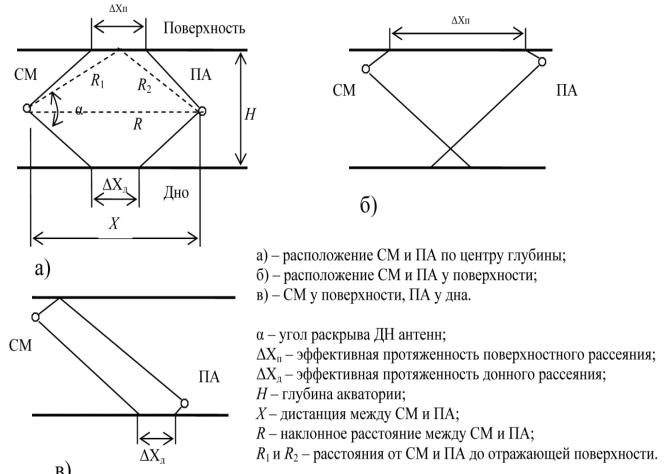
рассеянный сигнал от поверхности акватории не попадает в главный лепесток ДН элементов приемной антенны, и уровень реверберационной помехи будет достаточно малым. Отношение X/z , при котором уровень реверберации будет незначителен, в зависимости от ширины ДН антенн, показан на рис. 2.

При $z = H/2$ эффективные отражающие площади поверхности акватории и дна будут одинаковы. При малых глубинах погружения (рис. 1б) будут преобладать поверхностные отражения, причем в формировании отраженного сигнала будет участвовать практически вся зона поверхности от приемника до излучателя.

Аналогичная ситуация возникает при погружении излучателя и приемника почти на полную глубину. В этом случае будут преобладать донные отражения.

Если СМ и ПА находятся на разных глубинах (вблизи поверхности и дна), как показано на рис. 1в, то преобладать будут донные отражения.

Заметим, что влияние отраженных сигналов будет наиболее заметно на максимальных дистанциях R между СМ и ПА. Как известно [10], интенсивность отраженных сигналов пропорциональна $1/(R_1 + R_2)^2$.



а) – расположение СМ и ПА по центру глубины;
б) – расположение СМ и ПА на поверхности;

в)

а) – угол раскрытия ДН антенн;
ΔX_n – эффективная протяженность поверхностного рассеяния;
ΔX_d – эффективная протяженность донного рассеяния;
H – глубина акватории;
X – дистанция между СМ и ПА;
R – наклонное расстояние между СМ и ПА;
R₁ и R₂ – расстояния от СМ и ПА до отражающей поверхности.

Рис. 1. Примеры расположения СМ и ПА в мелком море

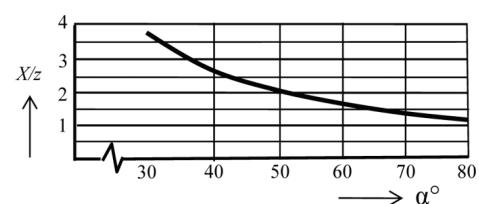


Рис. 2. Зависимость X/z от ширины ДН антенн α

Вследствие этого отношение сигнал/помеха будет пропорционально величине $(R_1 + R_2)^2 \cdot \exp[\beta \cdot (R_1 + R_2 - R) / R^2]$.

При $R \rightarrow 0$ сумма $R_1 + R_2 \rightarrow 2z$, поэтому отношение сигнал/помеха будет велико. Кроме того, за счет направленности антенн уровень отраженных сигналов резко падает при выполнении условия (4).

Показанные на рис. 3 геометрии расположения СМ и ПА относятся к распределению рассеивающих областей в угломестной плоскости. В азимутальной плоскости могут иметь место два характерных случая. В первом случае излучатель и приемная антенна соосны, это показано на рис. 3а. В этом случае индикаторика рассеяния совпадает с направлением на приемник и можно ожидать, что смещение оценки пеленга будет отсутствовать. Если излучатель и приемник несоосны, как показано на рис. 3б, то направление от приемника на максимум рассеяния не совпадает с направлением прихода сигнала. В этом случае возможно смещение оценки пеленга.

Отраженные сигналы могут представлять собой либо рассеянную, либо коррелированную с навигационным сигналом помеху. Вид этой помехи определяется соотношением между когерентной и рассеянной компонентами отраженного от дна или поверхности акватории сигнала. Отношение величины коэффициента отражения когерентной компоненты V_k к полной величине коэффициента отражения V зависит от параметра Рэлея [13]:

$$\frac{V_k}{V} = e^{-\frac{P^2}{2}},$$

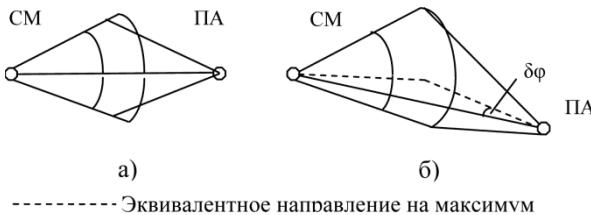


Рис. 3. Взаимное направление ДН антенн в азимутальной плоскости

где P – параметр Рэлея, равный $4 \cdot \pi \cdot \text{Sin} \gamma \cdot \sigma / \lambda$. Здесь σ имеет смысл среднеквадратического размера неровностей поверхности, а γ есть угол скольжения падающего на поверхность луча. На высоких частотах (порядка 100 кГц) параметр Рэлея велик и когерентная компонента стремится к нулю. Поэтому отраженные от поверхности акватории и дна сигналы будут представлять собой рассеянные компоненты, которые будут иметь характер помехи, некоррелированной с прямым сигналом.

В этом случае при взаимно корреляционной обработке сигналов с элементов антенны ГНС наибольшее влияние будет оказывать пространственная корреляция рассеянных сигналов. При волновом размножении антенны ГНС порядка 10λ можно ожидать, что коэффициент корреляции рассеянной компоненты будет настолько мал, что практически не будет давать смещения оценки пеленга.

При малых волновых размерах антены (соизмеримых с λ) коэффициент пространственной корреляции помехи может оказывать заметное влияние на оценку разности фаз навигационного сигнала с выходов элементов антенны ГНС. Особенно сильно это влияние сказывается при оценке угла места. Величина смещения оценки будет пропорциональна величине отраженного от поверхности акватории сигнала и коэффициенту его пространственной корреляции.

При отсутствии надежных экспериментальных данных о вышеуказанных параметрах отраженных сигналов ограничимся качественными оценками.

С учетом линейности математического ожидания ФВК, определяемой соотношением

$$B_{0i}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T [x_0(t) + x_{0c}(t)] \cdot [x_i(t - \tau) - x_{ic}(t - \tau)] \cdot dt,$$

где $x_0(t)$ и $x_i(t)$ есть реализации сигнала, принимаемого опорным и i -м элементами антенны; x_{0c} и x_{ic} – сопряженные по Гильберту сигналы; τ – относительная задержка сигналов на выходе элементов антенны; и при отсутствии когерентной составляющей в отраженном сигнале, будет иметь вид:

$$M[B_{0i}(\tau)] = \sigma_s^2 \cdot \rho_s(\tau) + \sigma_p^2 \cdot \rho_p(\tau), \quad (8)$$

где σ_s^2 – есть мощность прямого сигнала; $\rho_s(\tau)$ – коэффициент взаимной корреляции прямого сигнала на выходе элементов антенны; σ_p^2 – мощность отраженного сигнала; $\rho_p(\tau)$ – коэффициент взаимной корреляции отраженного сигнала на выходе элементов антенны.

При $\tau = 0$, $\rho_s(0) = 1$, а $\rho_p(0)$ равно коэффициенту пространственной корреляции рассеянного поля ρ_{nk} . При этом общий вид функций $\rho_s(\tau)$ и $\rho_p(\tau)$ будет практически одинаков. Сумму (8) можно представить в виде двух векторов с

угловым расстоянием $\Delta\psi_{sp}$. Отношение длин векторов будет равно $\sigma_s^2 / (\sigma_p^2 \cdot \rho_{nk})$.

С учетом ДН элементов антены можно ожидать, что разница углов прихода прямого и отраженного сигналов будет менее $\alpha/2$. Это означает, что угол $\Delta\psi_{sp}$ будет ограничен величиной:

$$\Delta\psi_{sp} \leq 2 \cdot \pi \cdot \text{Sin}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \frac{D}{\lambda}.$$

При $\alpha = 50^\circ$ для $D/\lambda = 0.5$, $\Delta\psi_{sp}$ будет не более 75° . Для больших отношений D/λ этот угол может быть любым в пределах 2π . Максимальное смещение оценки $\Delta\psi_{cm}$ будет при $\Delta\psi_{sp} = \pi/2$. На рисунке 4 приведено смещение оценки $\Delta\psi_{cm}$ в зависимости от σ_s^2 / σ_p^2 при разных значениях коэффициента пространственной корреляции для $\Delta\psi_{sp} = \pi/2$.

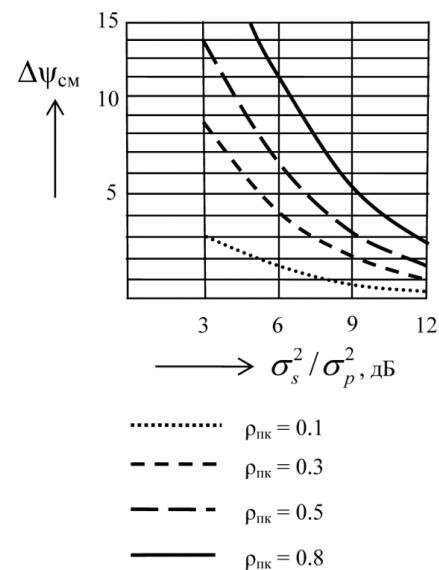


Рис. 4. Смещение оценки $\Delta\psi_{cm} = f\left(\sigma_s^2 / \sigma_p^2\right)$ при разных значениях ρ_{nk}

Грубая оценка соотношения мощностей прямого и отраженного сигналов по материалам [10,11,13] при рассеянии поверхностью на участках дальней зоны приведения, проведенная для спектров волнения 1-2 балла и углов скольжения $5 \pm 15^\circ$, дает значение σ_s^2 / σ_p^2 в пределах (7-12) дБ при глубине погружения z около 50 м (см. рис. 5а).

С учетом приведенных в [13] данных о потерях при отражении от дна, после экстраполяции в сторону высоких частот можно ожидать, что при рассеянии дном отношение σ_s^2 / σ_p^2 составит от 8 до 20 дБ при тех же углах скольжения.

Нужно заметить, что теоретические оценки коэффициента отражения содержат известные приближения, которые не всегда выполняются. Так, например, оценки даются для точек поля, находящихся в дальней зоне приведения относительно рассеивающей поверхности. При малых расстояниях до поверхности и больших растворах ДН антенн это условие не выполняется. Поэтому приведенные оценки σ_s^2 / σ_p^2 могут не соответствовать реальным условиям. Тем не менее, отношение сигнал/помеха, скорее всего, превысит значение,

требуемое для реализации заданной точности оценки фазы, оцененное выше.

Что касается коэффициента пространственной корреляции рассеянного дном и поверхностью навигационного сигнала на частотах выше 50 кГц, то такие данные неизвестны.

Попробуем грубо оценить коэффициент пространственной корреляции рассеянного поля в азимутальном (по y) и угломестном (по z) направлениях. На рисунке 5 показано расположение приемников при оценке коэффициента пространственной корреляции отраженного сигнала. Здесь Δx и Δy представляют собой размеры облученной поверхности, захватываемой приемной антенной, соответственно вдоль и поперек направления распространения сигнала.

Очевидно, что коэффициент пространственной корреляции точек поля, в которых находятся приемники, обратно пропорционален угловому размеру облученной площади. При этом угловой размер $\Delta\phi$ облученной площади для азимутального разнесения точек поля (рис. 5б) совпадает с угловым размером a ДН элемента антенны. На рисунке показан наихудший случай – несоосности ДН излучающей и приемной антенн, приводящей к максимальному смещению оценки пеленга.

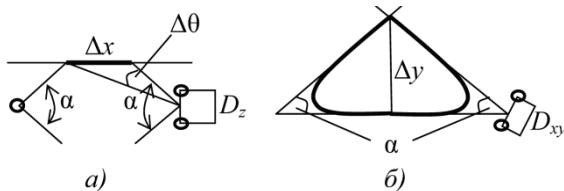


Рис. 5. Расположение приемников при оценке коэффициента пространственной корреляции отраженного сигнала:
а – расположение приемников в угломестной плоскости;
б – расположение приемников в азимутальной плоскости

Угловой размер $\Delta\theta$ облученной площади для угломестного разнесения (рис. 5а) зависит как от глубины погружения излучателя и приемника, так и от расстояния между ними. Результаты грубой оценки коэффициентов пространственной корреляции $\rho_{nk}(y)$ и $\rho_{nk}(z)$ (с учетом уровня облучения участков и затухания за счет расширения фронта волны) для $\alpha=50^\circ$, глубины погружения 50 м и дистанции между приемником и источником излучения 300 м показаны на рис. 6.

Из этих оценок следует, что при минимальном разносе элементов антенны в азимутальном направлении на λ смещением оценки пеленга можно пренебречь. Это следует из того, что при несоосном расположении ДН приемника и передатчика навигационного сигнала максимум индикаторы рассеяния не совпадают с направлением на приемник и уровень помехи будет не велик.

При соосном расположении ДН приемника и передатчика навигационного сигнала смещение оценки пеленга будет отсутствовать. Однако угломестный разнос элементов антенны ГНС даже на 2λ не дает положительных результатов. Это означает, что достичь желаемой точности в оценке угла места при наличии отраженных от поверхности и дна сигналов при предлагаемой обработке навигационного сигнала на участках дальней зоны приведения не представляется возможным.

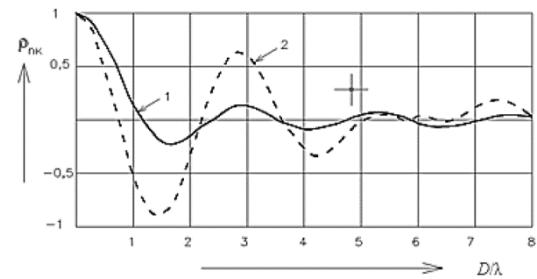


Рис. 6. Зависимость коэффициента пространственной корреляции от расстояния в азимутальной (1) и угломестной (2) плоскостях

Устранить смещение оценки угла места за счет отражений можно переходом к приему известного сигнала с хорошими корреляционными свойствами.

Однако полностью отказываться от рассматриваемого способа оценки угла места и пеленга по ФВК навигационного сигнала нежелательно, ввиду простоты получения оценок. Действительно, на максимальных расстояниях или малой глубине погружения может быть существенное смещение в оценке угла места, в то время как оценка пеленга достаточно точна. Если выполняется условие, что глубина погружения много больше минимальной дистанции от СМ до ПА, то можно использовать следующую стратегию привода.

На максимальной дистанции зоны приведения после установления связи по каналу передачи данных управление азимутальным перемещением ПА осуществляется на основе оценки ГНС пеленга на ПА. Что касается глубины погружения ПА, то предварительное управление производится путем изменения глубины погружения ПА относительно СМ на основе полученных по каналу передачи данных показаний его автономных штатных датчиков глубины. По мере приближения ПА к СМ отношение уровня прямого сигнала к уровням рассеянных поверхностью и дном сигналов будет возрастать, что приведет к уменьшению смещения в оценке угла места. При подходе ПА к СМ на расстояния, когда выполняется условие (7), смещение оценки угла места будет пренебрежимо мало и далее управление его движением можно осуществлять по оценкам угла места, полученным от ГНС.

Для оценки помеховой обстановки и ее возможного влияния на результаты оценок угла места можно перейти к оценке коэффициентов взаимной корреляции сигналов на выходах элементов антенны ГНС. В этом случае абсолютная величина коэффициента корреляции позволяет оценить отношение сигнал/помеха на выходе элементов антенны. По этой оценке можно установить момент перехода на оценку угла места по информации от ГНС. Дополнительно по оценке корреляционной функции навигационного сигнала с выхода опорного элемента антенны, со скольжением по задержке t , можно оценить уровень когерентной компоненты в отраженном сигнале (однако это представляет скорее академический интерес).

При достаточном сближении ПА и СМ при последовательных траекторных оценках пеленг и угол места достаточно точно могут быть пересчитаны во вводимую задержку. При этом можно использовать этот же алгоритм оценки задержек для определения навигационных характеристик в ГНС с короткой базой.

Прием известного сигнала

Заголовок информационного сигнала в канале передачи данных системы приведения представляет собой кодовую последовательность, которой можно придать достаточно хорошие корреляционные свойства. Уровень боковых лепестков корреляционной функции (функции неопределенности) при этом не будет превышать 20% от величины её максимума. Следовательно, эта последовательность может быть использована в качестве известного пеленгационного сигнала.

Если время относительной задержки распространения отраженного сигнала по сравнению с прямым сигналом превышает ширину основного лепестка функции неопределенности сигнала, то может быть применен следующий алгоритм обработки:

$$\Delta\psi_{01} = \arctg \frac{\operatorname{Re} B_{x0s}(\tau, \delta f)}{\operatorname{Im} B_{x0s}(\tau, \delta f)} - \arctg \frac{\operatorname{Re} B_{x1s}(\tau, \delta f)}{\operatorname{Im} B_{x1s}(\tau, \delta f)} \Big|_{\tau=\tau_m, \delta f=\max}. \quad (9)$$

В выражении (9) B_{x0s} есть функция корреляции навигационного сигнала, принимаемого нулевым элементом антенны ГНС с известным опорным сигналом; B_{x1s} – функция корреляции навигационного сигнала, принимаемого первым элементом антенны с опорным сигналом; δf – доплеровский сдвиг частоты. В расчетах используются значения функций корреляции для τ и δf , при которых функция B_{x0s} имеет максимум. Поскольку в этом случае величины τ и δf неизвестны, то оценка корреляционной функции должна проводиться в скользящем временном окне с доплеровской расфильтровкой.

Оценим энергетические характеристики ГНС для случая известного навигационного сигнала.

Для известного сигнала математическое ожидание коэффициента корреляции принимаемого прямого сигнала с опорным определяется выражением:

$$M[\rho_{so}(\tau=\tau_m)] = \sqrt{\frac{h}{h+1}}. \quad (10)$$

В соотношении (10) $h = \sigma_s^2 / (\sigma_n^2 + \sigma_p^2)$, где σ_s^2 есть мощность прямого сигнала, σ_n^2 – мощность шума, σ_p^2 – мощность отраженного сигнала. Смещение оценки фазы навигационного сигнала определяется коэффициентом корреляции опорного сигнала с отраженным. Математическое ожидание коэффициента корреляции принимаемого отраженного сигнала с опорным определяется зависимостью:

$$M[\rho_{po}(\tau=\tau_m)] = \sqrt{\frac{h_1}{h_1+1}} \cdot V_k \cdot R_{bl}. \quad (11)$$

В формуле (11) $h_1 = \sigma_p^2 / (\sigma_n^2 + \sigma_s^2)$, причем V_k – коэффициент когерентного отражения; R_{bl} – величина бокового лепестка корреляционной функции навигационного сигнала; τ_m – величина задержки, соответствующая приходу максимального прямого сигнала.

Из зависимости (11) вытекает, что уже при $\sigma_p^2 / \sigma_s^2 = -3dB$, $V_k = 0,5$, $R_{bl} \leq 0,2$ смещение оценки фазы будет пренебрежимо малым. Следовательно, наличие отраженного сигнала при таком формировании оценки $B_{xs}(\tau)$

сводится просто к уменьшению отношения сигнал/шум на входе устройства корреляционной обработки. Однако при оценке разности в соотношении (9) следует учитывать, что шум на выходе коррелятора, обусловленный отраженным сигналом, будет коррелирован с полезным сигналом. Если дисперсия оценки B_{x0s} есть σ_p^2 , то ошибка в оценке разности фаз будет определяться не значением $2 \sigma_p^2$, а величиной:

$$2\sigma_p^2 \cdot [1 + 2 \cdot \rho_{nk} \cdot \sigma_p^2 / (\sigma_s^2 + \sigma_n^2 + \sigma_p^2)],$$

где ρ_{nk} есть коэффициент пространственной корреляции помехи.

Если принять, что $\rho_{nk} = 1$, $\sigma_p^2 = 0,5\sigma_s^2$, $\sigma_p^2 \gg \sigma_n^2$, то отношение сигнал/помеха на входе решающей схемы будет равно $0,6 \cdot \Delta F \cdot T$. Учитывая, что заголовок информационного сигнала имеет тот же объем некоррелированной выборки, что и сам информационный сигнал, то есть $\Delta F \cdot T = 500$, получим отношение сигнал/помеха на входе решающей схемы, равное 240, что превышает требуемое для заданной точности определения навигационных характеристик.

Оценка разности фаз по большой базе элементов антенны ГНС проводится аналогично, с введением дополнительной задержки τ_0 .

Далее определим требуемое при оценке навигационных характеристик число доплеровских каналов в системе приведения.

Если воспользоваться критерием Рэлея, то число каналов доплеровского разрешения будет равно: $1 + 2 \cdot v \cdot f_0 \cdot T / c$, где v есть максимальная относительная радиальная скорость ПА относительно СМ. Для $f_0 = 100$ кГц число доплеровских каналов N_d для $v = 3$ м/с будет равно 41, а для $f_0 = 200$ кГц, $N_d = 81$.

Таким образом, при переходе к обработке по известному сигналу можно избежать смещения оценок за счет донных и поверхностных отражений. Однако, нетрудно заметить, что платой за применение этого алгоритма является многократное увеличение количества вычислительных операций. Особенно велико число требуемых доплеровских каналов. Заметим, что для автономной ГНС эту проблему можно было бы решить использованием навигационных сигналов, толерантных к доплеровскому смещению частоты, например, ЛЧМ или ГЧМ сигналов.

Можно уменьшить число доплеровских каналов, используя предварительную оценку радиальной относительной скорости ПА. Если перед оценкой пространственных координат в ГНС из системы передачи данных получена разность задержек прихода навигационных сигналов в двух последовательных измерениях, то можно оценить и относительную радиальную скорость ПА. В этом случае можно использовать небольшое число доплеровских каналов обработки, центральный из которых выбран по предварительной оценке скорости ПА. Далее выбор доплеровских каналов производится в порядке сопровождения ПА на основе траекторных оценок.

Взаимные переотражения

При приближении ПА к СМ возможны переотражения навигационного сигнала от элементов их конструкций, иллюстрируемые рис. 7.

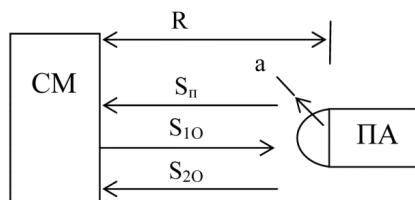


Рис.7. Схема переотражения навигационного сигнала:
 S_n – прямой сигнал; S_{IO} – отраженный от СМ сигнал; S_{2O} – переотраженный от ПА сигнал; a – радиус носовой части ПА

Переотраженный сигнал проходит в 3 раза больший путь, чем прямой. Если предположить, что коэффициент отражения сигнала от СМ равен 1, то отношение уровня отраженного сигнала к прямому составит

$$-10\log_3 + 10\log(a^2 / 4) [5].$$

При $a = 0,2\text{м}$ отношение уровней составит около 30 дБ. Смещение оценки разности фаз сигналов при этом будет только в случае, если имеется угловое смещение при отражениях (нет симметрии при отражении). Однако при такой разнице уровней влияние переотраженного сигнала всё равно мало.

Заключение

Предварительный анализ характеристик ГНС с ультракороткой базой позволяет сделать следующие выводы.

1. При взаимно корреляционной обработке сигналов с элементов антенн ГНС наибольшее влияние будет оказывать пространственная корреляция рассеянных сигналов. При волновом размере антенны ГНС порядка 10λ можно ожидать, что коэффициент корреляции рассеянной компоненты будет настолько мал, что практически не будет давать смещения оценки пеленга.

2. При малых волновых размерах антенны (соизмеримых с λ) коэффициент пространственной корреляции помехи может оказывать заметное влияние на оценку разности фаз навигационного сигнала с выходов элементов антенны ГНС. Особенно сильно это влияние сказывается при оценке угла места. Величина смещения оценки будет пропорциональна величине отраженного от поверхности акватории сигнала и коэффициенту его пространственной корреляции.

3. При приближении ПА к СМ возможны переотражения навигационного сигнала от элементов их конструкций. При радиусе носовой части ПА $0,2\text{м}$ отношение уровней составит около 30 дБ. Смещение оценки разности фаз сигналов при этом будет только в случае, если имеется угловое смещение

при отражениях (нет симметрии при отражении). Однако даже в этом случае влияние переотраженного сигнала всё равно мало.

4. Учитывая, что заголовок информационного сигнала имеет тот же объём некоррелированной выборки, что и сам информационный сигнал, то есть $\Delta F \cdot T = 500$, получаем отношение сигнал/помеха на входе решающей схемы, равное 240, что превышает требуемое для заданной точности определения навигационных характеристик.

Идея этой статьи принадлежит профессору СибГУТИ (г. Новосибирск) Г.А. Чернецкому. Мы обсуждали с ним эту работу ещё в 2004 году, но, к сожалению, в 2009 году его не стало и эта работа – память о нем.

Литература

1. Fossen T. I. Guidance and control of oceanic vehicles. Chichester: John Wiley and Sons Ltd, 1994. 494 p.
2. Antonelly G. Underwater Robots. Berlin, Heidelberg: Springer – Verlag, 2006. 261 p.
3. Murthy K., Rock S. Spline-based Trajectory Planning Techniques for Benthic AUV Operations // Proc. of 2010 IEEE/OES Autonomous Underwater Vehicles. Monterey, CA. 2010. P. 1-9.
4. Calvo O., Sousa A., Rozenfeld A., Acosta G. Smooth path planning for autonomous pipeline inspections // Proc. of 6-th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. Djerba, Tunis. 2009. P. 1-9.
5. Филиппов Б.И. Построение гидроакустической навигационной системы с ультракороткой базой для приведения подводного аппарата к стыковочному модулю // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №7. С. 20-28.
6. Филиппов Б.И. Архитектура гидроакустической навигационной системы с короткой базой для приведения подводного аппарата к стыковочному модулю // Мехатроника, автоматизация, управление. 2019. Том 20. № 3. С. 152 – 161.
7. Патент 2712799 Российская Федерация. Гидроакустическое навигационное устройство с четырехэлементной короткобазной антенной / Б.И. Филиппов, М.М. Бабичев. Приоритет от 20.05.2019.
8. Филиппов Б.И. Энергетический расчёт гидроакустических линий связи // Вестник АГТУ. Серия Управление, вычислительная техника и информатика. 2016. № 3. С. 81-91.
9. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеоиздат. 1982. 264 с.
10. Еютютов А.П., Митько В.Б. Примеры инженерных расчетов в гидроакустике. Л.: Судостроение. 1981. 256 с.
11. Мирский Г.Я. Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерения. М.: Энергоиздат. 1982. 320 с.
12. Урик Р.Д. Основы гидроакустики / Пер. с англ. Л.: Судостроение, 1978. 448 с.
13. Свердлин Г.М. Гидроакустические преобразователи и антенны. Л.: Судостроение. 1980. 232 с.

DETERMINATION OF CHARACTERISTICS OF UNDERWATER AUTONOMOUS APPARATUS TRANSITORY TO THE DOCKING MODULE FOR HNS WITH ULTRASHORT BASE

Boris I. Filippov, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia, filippov-boris@rambler.ru

Abstract

The expediency of creation of the apparatus of the high-frequency hydroacoustic system of transformation in the form of the jointed information and navigation system combined on base of antennas of system in which hydroacoustic navigation systems with ultrashort base can be used is reasonable; it is offered to use signals of data which the docking module and autonomous underwater apparatus exchange by results of measurement of mutual navigation characteristics as navigation. In a point of reception signals are observed reflected from a bottom and surface in the presence of reflecting surfaces which can be with a small depth of water area compared to horizontal distance to SA. The sizes of the reflected signals will depend on effective areas ground and superficial scatterings, which depend on a mutual positioning of DM and SA at the depth of the water area. The spatial correlation of scattered signals renders the greatest influence in the mutual correlation processing of signals from the elements of antenna of HNS. The coefficient of correlation scattered component will be so small that it will give practically no displacement of the bearing estimate at the wave size of the antenna of HNS about 10λ . At the small wave sizes of the antenna (commensurable with λ) the coefficient of spatial correlation of hindrance can render noticeable influence on the estimate of a difference of phases of a navigation signal from exits of elements of the antenna of HNS. This influence affects especially strongly at estimate of corner of place. The size of the displacement of the estimate will be proportional to the size of the signal reflected from the surface of the water area and coefficient of its spatial correlation. When approaching the SA to the DM, there can be re-reflections of a navigation signal from elements of their constructions. At the radius of a nasal part of SA 0,2 meters the relation of levels will make about 30 dB. Displacement of estimate of difference of phases of signals will be only when there is an angular displacement at reflections (there is not symmetry at a reflection). However, even then influence of the re-reflected signal is small. Considering that the header of the information signal has the same volume of uncorrelated selection as an information signal, that is $\Delta FT = 500$ (where F – frequency band of a navigation signal, and T its duration) we receive the relation a signal/hindrance at the input of the decisive scheme, equal 240, that exceeds necessary value for the set accuracy of definition of navigation characteristics.

Keywords: combined hydroacoustic navigation system, underwater apparatus (SA), the docking module (DM), navigation characteristics, the hydroacoustic antenna with ultrashort base

References

- 1.T.I. Fossen (1994). Guidance and control of oceanic vehicles. Chichster: John Willei and Sons Ltd. 494 p.
2. G. Antonelly (2006). Underwater Robots. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag. 261 p.
3. K. Murthy, S. Rock (2010). Spline-based Trajectory Planning Techniques for Benthic AUV Operations. Proc. of 2010 IEEE/OES Autonomous Underwater Vehicles. Monterey, CA. P. 1-9.
4. O. Calvo, A. Sousa, A., Rozenfeld G. Acosta (2009). Smooth path planning for autonomous pipeline inspections. Proc. of 6-th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. Djerba, Tunis. P. 1-9.
5. B.I. Filippov (2020). Building tecture of a hydroacoustic navigation system with a cotton basis for conversion of the underwater apparatus to the docking module. *T-Comm*, vol. 14, no.7, pp. 20-28.
6. B.I. Filippov (2019). Architecture of a hydroacoustic navigation system with a cotton basis for conversion of the underwater apparatus to the docking module. *Mektronika, avtomatizaciay, upravlenie*. Vol 20. No. 3. P. 152-161.
7. Pat 2712799 (RU). Gidroakusticheskoi navigacionnoi ystroistvo s chetirexelementnoi korotkobasnoi priemnoi antennoi. B.I. Filippov, M.M. Babichev. Prioritet ot 20.05.2019.
8. B.I. Filippov. Energeticheskij raschyt gidroakusticheskikh linij svyazi (Energy calculation of hydroacoustic communication lines). *Vestnik ASTU*. Series: Management, Computer Science and Informatics. 2016. No. 3. P. 81-91.
9. L.M. Brehovskih, Ju.P. Lysanov (1982). Teoreticheskie osnovy akustiki okeana (Theoretical foundations of ocean acoustics). L.: Hydrometeoizdat. 264 p.
10. A.P. Evtjutov, V.B. Mit'ko (1981). Primery inzhenernyh raschetov v gidroakustike (Examples of engineering calculations in hydroacoustics). L.: Sudostroenie. 256 p.
11. G.Ja. Mirskij (1982). Harakteristiki stohasticheskoy vzaimosvazi i ih izmerenija (Characteristics of stochastic interrelation and their measurement). Moscow: Jenergoizdat. 320 p.
12. R.D. Urik (1978). Osnovy gidroakustiki (Basics of hydroacoustics). L.: Sudostroenie. 448 p.
13. G.M. Sverdin (1980). Gidroakusticheskie preobrazovateli i antenny (Hydroacoustic transducers and antennas). L.: Sudostroenie, 232 p.

Information about author:

Boris I. Filippov, Novosibirsk State Technical University, Ph. D. in Technical Sciences, Department of Information Protection, Novosibirsk, Russia
ORCID 0000-0002-5322-3430