

Повышение скрытности излучающей ФАР методом пространственно-временной модуляции на основе функций Уолша

В. М. Кутузов¹, Май Тунг Зьонг², Жан-Бертранд Баражегетера³

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹vmkutuzov@etu.ru, ²maitungduong24@gmail.com, ³mailer-daemon@googlemail.com

Аннотация. В докладе исследуется метод повышения энергетической скрытности РЛС с ФАР за счет применения пространственно-временной модуляции зондирующего сигнала на основе функций Уолша. Предложен подход к синтезу плоской ФАР с поэлементной модуляцией сигнала кодами Уолша, порожденными матрицей Адамара 32×32 . Методом математического моделирования проанализированы ДН и азимутальные зависимости накопленных комплексных амплитуд. Показано, что дополнительная пространственная модуляция снижает интенсивность излучения в течение всего времени наблюдения и подавлению периодических характеристик, что повышает степень энергетической скрытности сигнала. Результаты работы демонстрируют преимущества предложенного метода по сравнению с традиционными РЛС с ФАР.

Ключевые слова: пространственно-временная модуляция, РЛС с ФАР, функция Уолша

I. ВВЕДЕНИЕ. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

Традиционные фазированные антенные решетки (ФАР), формирующие сигнал с постоянным распределением амплитуд и фаз по апертуре, обладают существенным недостатком – стабильностью пространственной и временной структуры сигнала, что упрощает обнаружение и подавление таких систем средствами радиопротиводействия. В работе [1, 2] предложено использовать дополнительную пространственно-временную модуляцию, при которой параметры сигнала (амплитуда, фаза, частота) изменяются как во времени, так и по пространству (от элемента к элементу ФАР), что позволяет управлять структурой излучаемого поля. В качестве основы для такой модуляции в работе [3] предложено применение ансамбля ортогональных сигналов на основе функций Уолша (ФУ), что позволяет снизить взаимное влияние сигналов, принимаемых отдельными антенными элементами (АЭ) ФАР, благодаря их ортогональности, простоте генерации и хорошим корреляционным свойствам.

В современных РЛС задачи обнаружения и обеспечения скрытности решаются уже не только в азимутальной плоскости, но и с учетом угла места, а также в связи с растущими требованиями к увеличению дальности действия, что напрямую связано с мощностью излучения в заданном направлении. В данной работе объектом рассмотрения являются плоские прямоугольные ФАР с применением метода пространственно-временной модуляции. При этом используется троичный сигнал, его формирование

заключается в наложении двух видов манипуляции. Амплитудная манипуляция по закону регулярной импульсной последовательности (РИП) определяет режимы передачи и приема, соответственно принимая значения 0 и 1. На ненулевые амплитудные значения накладывается бинарная фазовая манипуляция $[0, \pi]$, которую обозначим как $[+1, -1]$. Итоговая последовательность сигнала принимает структуру $[+1, -1, 0]$. Набор из $N \times M$ ортогональных сигналов на основе кодов Уолша, соответствующей плоской ФАР размерности $N \times M$, сформирован на базе ФУ. Каждая ФУ записывается в соответствующий импульс РИП длительностью $\tau_{\text{рип}}$ с периодом $T_{\text{рип}} = Q \tau_{\text{рип}}$, где $Q \geq 2$ – скважность сигнала. При этом длительность элементарного чипа составляет $\tau_0 = \tau_{\text{рип}} / (NM)$. Общий период повторения полного сигнала, использующего весь ансамбль из $N \times M$ функций Уолша, равен $T = NMQ\tau_{\text{рип}}$.

II. КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ УОЛША

Комплексный сигнал излучаемого n, m -ого АЭ в момент времени t с одинаковой начальной фазой может быть представлена как:

$$S_{n,m}(t) = \dot{A}_{n,m}(t) e^{j(2\pi f_0 t - \varphi_0)}, \quad (1)$$

где: $\dot{A}_{n,m}(t) = A_{n,m}(t) e^{j\Phi_{n,m}}$ – комплексной амплитуды сигнала n, m -ого АЭ, $A_{n,m}(t)$ и $\Phi_{n,m}$ – законы амплитудного и фазового кодирования; j – мнимая единица, f_0 – несущая частота; φ_0 – начальная фаза.

Отраженный сигнал n, m -ого АЭ от движущейся цели (1) можно представить в виде:

$$S_{\text{от}n,m}(t - \tau, f_D) = \dot{A}_{n,m}(t - \tau) e^{j[2\pi(f_0 + f_D)(t - \tau) - \varphi_0]}, \quad (2)$$

где τ – задержка отраженного сигнала; f_D – доплеровский сдвиг частоты.

Сигнал, принятый после согласованной обработки с опорным сигналом, представляющим собой комплексно-сопряженный сигнал $S_{\text{оп}}^*(t) = S_{n,m}^*(t)$ описывается функцией неопределенности (ФН) $\chi(\tau, f_D)$, представленной в [4]:

$$\chi(\tau, f_D) = \frac{1}{2E} \left| \int_0^T S_{от}(t-\tau, f_D) \times S_{оп}^*(t) dt \right|, \quad (3)$$

где E – энергия сигнала.

Результаты моделирования в пакете MATLAB представлены на рис. 1. Рассматривая сечение ФН в плоскости $f_D = 0$, получаем автокорреляционную функцию (АКФ), показанную на рис. 2. При этом сечение в плоскости $\tau = 0$ дает спектральную плотность мощности (СПМ) сигнала, которая отображена на рис. 3. Все графика нормированы к максимуму ФН.

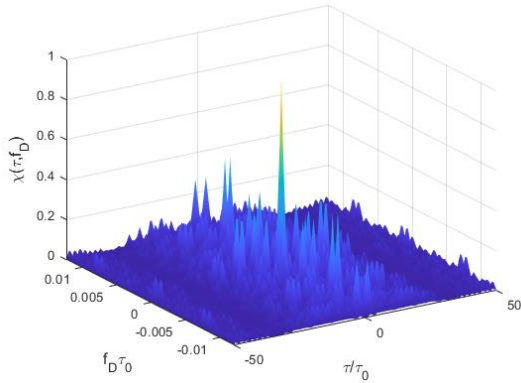


Рис. 1. Нормированная ФН сигнала на основе ФУ 32×32 ($Q=2$)

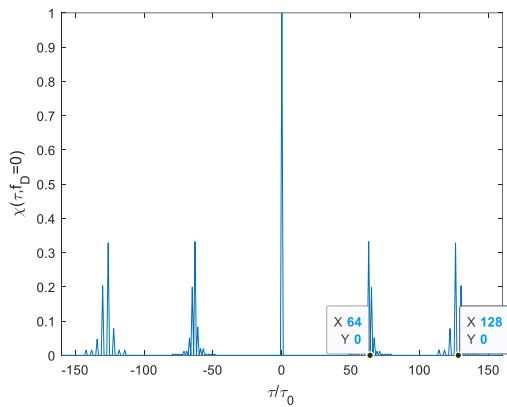


Рис. 2. Нормированная АКФ сигнала на основе ФУ 32×32 ($Q=2$)

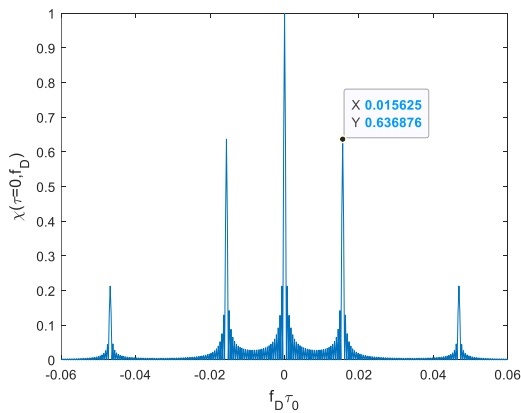


Рис. 3. Нормированная СПМ сигнала на основе ФУ 32×32 ($Q=2$)

Как видно из рис. 2 и 3, рабочая зона ФН ограничена по доплеровской частоте Δf_D и по задержке τ_{\max} соответствующими величинами:

$$\tau_{\max} = T_{\text{РИП}} = NMQ\tau_0, \quad (4)$$

$$\Delta f_D = \pm \frac{1}{T} = \pm \frac{1}{NMT_{\text{РИП}}} = \pm \frac{1}{(NM)^2 Q\tau_0}. \quad (5)$$

Как отмечено в работе [3], соотношения (4) и (5), указывают на противоречие при выборе параметра числа ФУ. Увеличение количества АЭ ФАР, что эквивалентно увеличению числа ФУ, приводит к расширению рабочей зоны по задержке, но одновременно сужает рабочую зону по доплеровской частоте. Однако, учитывая, что одна зависимость изменяется прямо пропорционально, а другая – обратно пропорционально квадрату, данные характеристики можно использовать для выбора оптимального значения числа ФУ, позволяющего сбалансировать рабочие зоны по дальности и скорости в соответствии с требованиями конкретной системы.

По аналогии с линейной ФАР, описанной в работе [3], обозначим ФУ как $Z_1, Z_2, \dots, Z_{N \times M}$, которые образованы как строки матрицы Адамара. Рассмотрим плоскую ФАР $N \times M$ с пространственно-временной модуляцией на основе кода Уолша $(N \times M) \times (N \times M)$, построенную на основе следующей пространственно-временной матрицы:

$$\begin{pmatrix} AЭ_{1,1} & AЭ_{1,2} & \dots & AЭ_{1,M} \\ AЭ_{2,1} & AЭ_{2,2} & \dots & AЭ_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ AЭ_{N,1} & AЭ_{N,2} & \dots & AЭ_{N,M} \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} Z_1 & Z_2 & \dots & Z_M \\ Z_{M+1} & Z_{M+2} & \dots & Z_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{NM-M} & Z_{NM-M+1} & \dots & Z_{NM} \end{pmatrix}$$

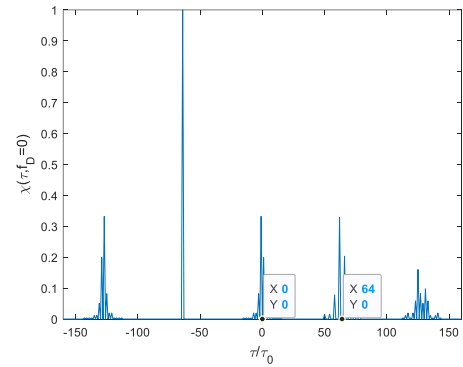


Рис. 4. ВКФ сигналов двух соседних АЭ

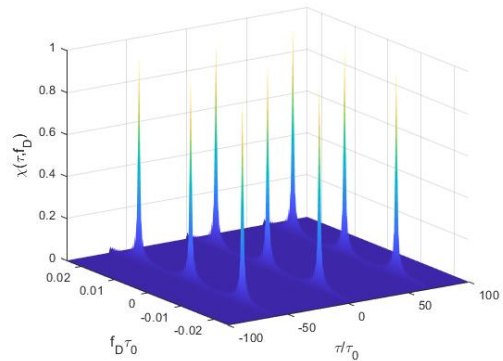


Рис. 5. Нормированная ФН суммарного сигнала при пространственно-временной модуляции на основе ФУ

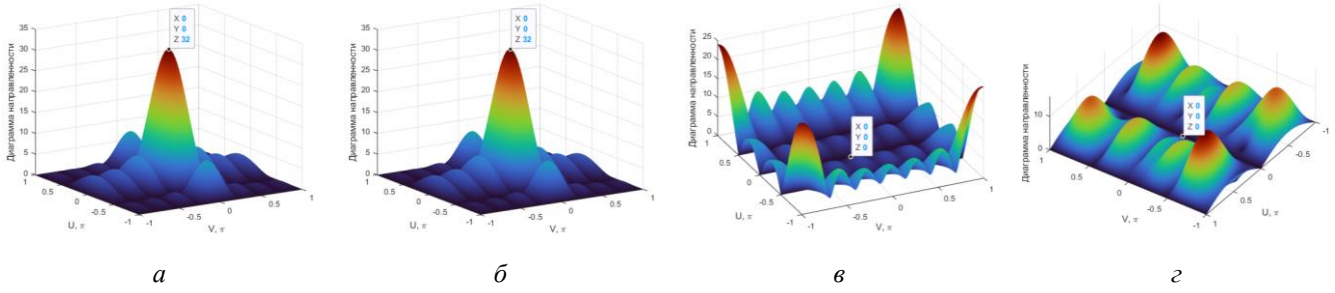


Рис. 6. ДН плоской ФАР 4×8 на основе кода Уолша 32×32 без дополнительной пространственной модуляции во все моменты времени (а) и с дополнительной пространственной модуляцией в моменты времени: б – 1-ого чипа; в – 10-ого чипа; з – 32-ого чипа

Свойства ортогонального ансамбля ФУ наглядно представлены на рис. 4. В моменты времени, кратные РИП, значение взаимной корреляционной функции (ВКФ) для любой пары АЭ равно нулю. В рабочей зоне по задержке сигналы между двумя АЭ сохраняют высокую степень ортогональности, что снижает взаимное влияние между принимаемыми сигналами от всех АЭ ФАР в режиме приёма и создаёт благоприятные условия для работы системы.

На рис. 5 показано, что благодаря свойствам ортогонального ансамбля ФУ переход от системы с обычной временной модуляцией к системе с пространственно-временной модуляцией на основе ФУ позволяет сохранить высокую разрешающую способность по дальности и радиальной скорости.

III. ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим характеристики излучения РЛС в пространстве. При размещении начала декартовой системы координат в положении АЭ (1,1), пространственную составляющую комплексного сигнала n, m -го АЭ запишем в виде:

$$S_{n,m}(t-\tau) = \dot{A}_{n,m}(t-\tau) e^{j[2\pi(f_0+f_D)(t-\tau)-\varphi_0]} \times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d(n-1)(\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d(m-1)(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)}, \quad (6)$$

где: d – расстояние между соседними АЭ; θ – азимутальный угол; ϕ – угол наклона; θ_0, ϕ_0 – углы отклонения главного лепестка ДН ФАР. Для удобства дальнейшего анализа введем нормированные пространственные частоты: $U = \pi \sin\theta \sin\phi$, $V = \pi \sin\theta \cos\phi$. При $U_0 = 0$, $V_0 = 0$ (6) имеет вид:

$$S_{n,m}(t-\tau) = \dot{A}_{n,m}(t-\tau) e^{j[2\pi(f_0+f_D)(t-\tau)-\varphi_0]} e^{j(n-1)U} e^{j(m-1)V}. \quad (7)$$

В дискретные моменты времени, соответствующие k -му чипу, ДН ФАР при ненаправленных АЭ определяется следующим выражением:

$$F_{\text{ФАР}}(U, V, k) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{A}_{n,m}(k) e^{j[2\pi(f_0+f_D)(t-\tau)-\varphi_0]} \times e^{j(n-1)U} e^{j(m-1)V}. \quad (8)$$

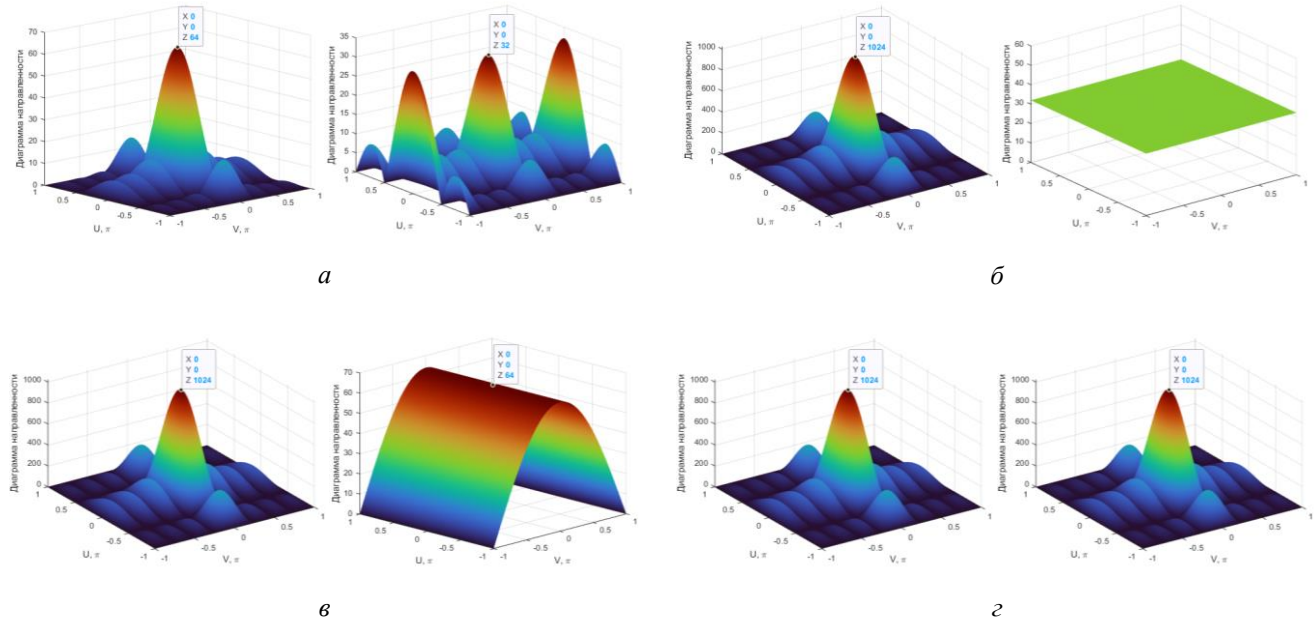


Рис. 7. Азимутальные зависимости накопления комплексных амплитуд сигналов плоской ФАР 4x8 на основе кода Уолша 32×32 без (справа) и с (слева) дополнительной пространственной модуляцией при суммировании первых: а – 2 чипов; б – 32 чипов; в – 64 чипов; з – 1024 чипов

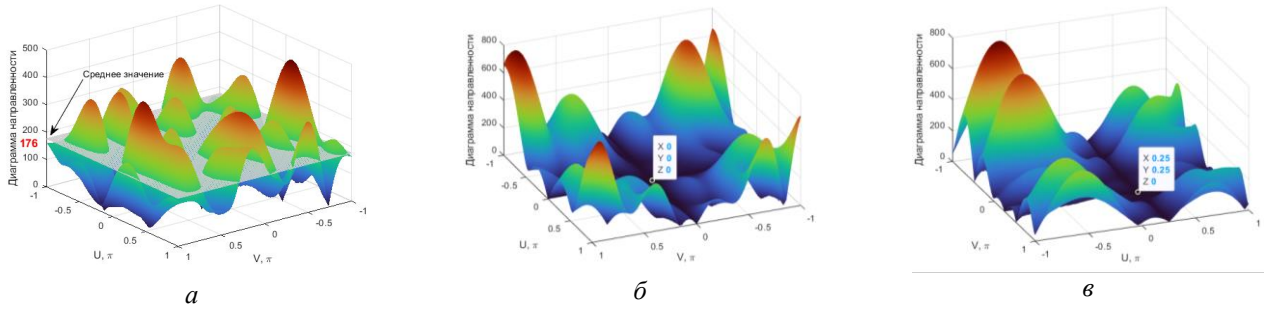


Рис. 8. Азимутальные зависимости накопления комплексных амплитуд сигналов плоской ФАР 4x8 на основе кода Уолша со случайными фазами АЭ: а – без инверсных фаз АЭ; б – с инверсными фазами АЭ ($U_0 = 0, V_0 = 0$); в – с инверсными фазами АЭ ($U_0 = \pi / 4, V_0 = \pi / 4$)

Моделирование проводилось для плоской ФАР 4x8 с пространственно-временной модуляцией на основе ФУ, полученных их матрицы Адамара 32x32. Данные с пространственно-временной модуляции на основе ФУ сравнивались с исходным вариантом без дополнительной пространственной модуляции.

На рис. 6 показаны ДН для некоторых элементарных временных чипов. За исключением первого чипа, когда фазовая модуляция фактически отсутствует, в направлении нулевых углов отклонения от главного лепестка уровень мощности остальных чипов равен нулю. Благодаря регулировке начальной фазы каждого АЭ, это нулевое излучение может быть направлено в заранее заданную сторону с целью формирования минимума излучения в течение большей части времени излучения при условии, что время анализа энергетического приемника (ЭП) не превышает длительности одного чипа.

Далее рассмотрим азимутальные зависимости комплексных амплитуд сигнала, накопленного по всем АЭ ФАР. При накоплении в ЭП в течение K чипов сигнал может быть записан в виде суммы:

$$F_K(U, V) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{A}_{n,m}(k) e^{j[2\pi(f_0 + f_D)(t-\tau) - \varphi_0]} \times e^{j(n-1)U} e^{j(m-1)V} \quad (9)$$

На рис. 7 видно, что пространственно-временной модуляцией с малым числом накапливаемых чипов ($K=2$) ДН имеет широкую форму с низким уровнем максимума, что соответствует низкой заметности. С увеличением числа накапливаемых чипов ($K=32, 64, \dots, 1024$), в силу свойств функций Уолша, азимутальные зависимости накопленных комплексных амплитуд сигналов приближаются к виду, характерному для традиционной РЛС с ФАР. Это означает, что для короткого времени анализа выигрыш в скрытности системы обеспечивается, однако для длительного времени анализа (за время полного цикла Уолша) преимущество пространственно-временной модуляции исчезает. Этот недостаток можно устранить добавлением случайного набора начальных фаз. В среднем выигрыш в этом случае оценивается как \sqrt{NM} [3] (рис. 8а).

Для получения дополнительного эффекта в априори известном фиксированном угловом направлении на ЭП, что соответствует часто встречающейся на практике ситуации, предложена методика, основанная на разделении ФАР на подрешетки размером 2x2 и использовании для всех пар в них противофазных весовых коэффициентов с единичной амплитудой по направлениям U и V (10).

$$\begin{array}{c} V \\ \begin{array}{|c|c|c|} \hline \varphi & \varphi + \pi & \dots \\ \hline \varphi + \pi & \varphi & \dots \\ \hline \dots & \dots & \dots \\ \hline \end{array} \\ U \end{array} \quad (10)$$

Результаты моделирования, представленные на рис. 8. б и 8. в, показывают азимутальные зависимости накопления комплексных амплитуд сигналов за время полного цикла Уолша (1024 чипов), обеспечивающие формирование нуля в направлении на цель.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования доказали эффективность применения пространственно-временной модуляции на основе функций Уолша для повышения энергетической скрытности РЛС с ФАР. Можно сделать выводы, что пространственно-временная модуляция приводит к хаотизации ДН во времени, разрушая статичный главный лепесток и снижая пиковую мощность излучения на входе ЭП. При кратковременном излучении система малозаметна, тогда как при полном накоплении за период сигнала за счет добавления случайного набора начальных фаз система сохраняет скрытность. Корреляционные характеристики и ДН сигналов на основе функций Уолша удовлетворяют требованиям современной радиолокации, причем степень выигрыша в скрытности возрастает с увеличением порядка матрицы Уолша.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кутузов В.М., Ипатов В.П., Соколов С.С. Оценка энергетической скрытности РЛС с пространственно-временной модуляцией зондирующего сигнала // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 6, с. 30-43.
- [2] Бархатов А.В., Безугловя А.В., Веремьев В.И., Ковалев Д.А., Коновалов А.А., Кутузов В.М., Михайлов В.Н. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны. / Под общ. ред. В.М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. 191.
- [3] Кутузов В.М., Май Тунг Зыонг, Жан-Бертранд Баражегетера. Пространственно-временная модуляция зондирующего сигнала на основе функций Уолша в РЛС с ФАР // Сборник докладов Всероссийской научно-практической конференции «Мультимодальные технологии мониторинга и телекоммуникаций (МТМТ25)». СПбГЭТУ «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, 01–03 октября 2025 г. С. 29-34.
- [4] Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007, 487.