

УДК 621.396.49

## **О ВЛИЯНИИ ВРЕМЕННОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ НА НАПРАВЛЕННОСТЬ ЦИФРОВОЙ КВ ПРИЕМНОЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ**

**А.А. Ворфоломеев**

**ФГБОУ ВПО «Омский государственный технический университет»**

Статья получена 14 октября 2014 г.

**Аннотация.** В работе произведена оценка влияния временной дискретизации принимаемых сигналов на направленность КВ приемной многоканальной антенной системы с цифровым управлением положений формируемых в пространстве диаграмм направленностей и предложены пути повышения направленных свойств такой системы.

**Ключевые слова:** кольцевая антенная решетка, диаграмма направленности, временная дискретизация.

**Abstract:** Estimation of the influence of time sampling of received signals on the orientation of HF-band receiving multi-channel antenna system with digital control of positions of directional diagrams formed in space is made and ways of extension of directional properties of such system are offered.

**Key words:** ring antenna array, directional diagram, time sampling.

### **Введение.**

Перспективным направлением разработки КВ приемных многоканальных антенных систем (ПрМАС) является их реализация на основе фазированных антенных решеток (ФАР) с цифровым диаграммообразованием и управлением положениями формируемых в пространстве диаграмм направленностей (ДН) [1, 2, 3]. При этом параметры КВ ПрМАС, такие как диапазонность, коэффициент направленного действия (КНД), уровень боковых лепестков, точность ориентации и пределы изменения положения в пространстве биссектрисы формируемой ДН и т.д. в значительной степени определяются

характеристиками пространственно-временной дискретизации осуществляемой в ПрМАС [4, 5].

Цель работы – анализ влияния временной дискретизации принимаемых сигналов на направленность КВ ПрМАС, приемными трактами которой являются многоканальные цифровые радиоприемные устройства (ЦРПУ) с прямым аналого-цифровым преобразованием.

Временная дискретизация в ПрМАС сигналов, поступающих от радиоабонентов (РА), реализуется в каждом из  $M \times N$  цифровых каналов (трактов) из состава многоканальных ЦРПУ, где  $M$  – количество независимых формируемых в пространстве ДН,  $N$  – количество антенных блоков или единичных антенных элементов (АЭ) в антенной решетке (АР) [6].

Анализ влияния временной дискретизации в данной работе представлен на примере кольцевой антенной решетки (КАР) [7]. Предложенный в работе алгоритм может быть применен к другим конфигурациям АЭ (линейной, прямоугольной, гексоганальной и т.д.) при условии использования аналитических моделей нахождения ДН АР этих конфигураций. Аналитика дискретного управления фазами линейной АР рассмотрена в [8].

#### **Алгоритм ДН КАР с идеальным фазированием.**

Исходными данными алгоритма ДН КАР являются:  $f_s$  – рабочая частота;  $D$  – расстояние между антенными элементами;  $N$  – количество антенных элементов;  $\varphi_0$  – направление прихода луча в азимутальной плоскости;  $\Delta_0$  – направление прихода луча в угломестной плоскости.

Вычисляется волновое число  $\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$ , где  $\lambda$  – длина волны и радиус АР:

$$R = D \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2 \cdot \pi}{N}\right) / \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{N}\right).$$

Фазы тока для каждого АЭ:

$$\varphi_{curr\_i} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R \cdot \cos \Delta_0 \cdot \cos\left(\varphi_0 - \frac{2 \cdot \pi \cdot N_i}{N}\right), \text{ где } N_i - \text{ номер } i\text{-го АЭ.}$$

ДН КАР в азимутальной плоскости:

$$F_g = \exp\left(-i \cdot \left(\varphi_{curr\_i} - \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R \cdot \cos \Delta_0 \cdot \cos\left(\varphi - \frac{2 \cdot \pi \cdot N_i}{N}\right)\right)\right).$$

ДН КАР в угломестной плоскости:

$$F_v = \exp\left(-i \cdot \left(\varphi_{curr\_i} - \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R \cdot \cos \Delta \cdot \cos\left(\varphi_0 - \frac{2 \cdot \pi \cdot N_i}{N}\right)\right)\right).$$

Далее ДН нормируются:

$$F_{gn} = \frac{\sum F_g}{N}, \quad F_{vn} = \frac{\sum F_v}{N}.$$

В ЦРПУ принятый аналоговый сигнал преобразуется в цифровой вид с частотой дискретизации АЦП  $f_d$ , т.о. шаг отсчетов без применения интерполяции и децимации соответствует  $1/f_d$ .

В описанном алгоритме нахождения ДН КАР значения  $\varphi_{curr\_i}$ , являются идеальными при формировании ДН. В случае же ЦРПУ с прямым аналого-цифровым преобразованием и последующем цифровом фазировании значения фаз могут не соответствовать требуемым. Это объясняется тем, что взятие дискретов при оцифровывании сигнала имеет шаг  $1/f_d$ , а требуемая фаза в данном канале может быть не кратна данному шагу, в таком случае необходимо либо брать ближайший к требуемому значению фазового набега дискретный отсчет, либо вводить предварительную интерполяцию сигналов. При взятии ближайшего дискретного отсчета возникает ошибка фазирования равная разнице набега фазы между значениями взятого отсчета и требуемого.

#### **Алгоритм ДН КАР с учетом дискретизации сигнала.**

Фаза тока каждого АЭ с учетом частоты дискретизации  $\varphi_{curr\_id}$ , без повышения частоты за счет применения интерполяции определяется по следующей методике:

Рассчитывается количество отсчетов, приходящееся на один период сигнала на рабочей частоте  $f_s$ :

$$m = \frac{f_d}{f_s}.$$

Далее вычисляется единичное значение фазы, сосредоточенное между двумя ближайшими (соседними) отсчетами при заданной  $f_d$ :

$$\varphi_{curr\_d} = \frac{2 \cdot \pi}{m}.$$

Вычисляется количество отсчетов, необходимое для получения фазовой задержки  $\varphi_{curr\_i}$ :

$$m_{id} = \frac{\varphi_{curr\_i}}{\varphi_{curr\_d}}.$$

Значения  $m_{id}$  как правило являются дробными и зависят от  $f_d$  и  $f_s$ . Для получения реального значения сдвига фазы значение  $m_{id}$  необходимо округлить  $\{m_{id}\}$  ( $\{ \}$  - округление до ближайшего целого числа).

Из приведенной методики можно вычислить значение фазового сдвига для  $i$ -го АЭ с учетом дискретизации:

$$\varphi_{curr\_id} = \varphi_{curr\_d} \cdot \{m_{id}\}.$$

Подставляя полученное значение  $\varphi_{curr\_id}$  в аналитику нахождения ДН КАР вместо  $\varphi_{curr\_i}$  получим ДН в азимутальной и угломестной плоскостях с учетом дискретности фазового сдвига для каждого АЭ.

На рисунках 1 – 3 показаны сечения ДН КАР ( $N = 8, 16, 32$ ;  $R = 30$  м ( $R$  – радиус КАР),  $f_s = 9, 21, 30$  МГц,  $\varphi_0 = 120^\circ$ ,  $\Delta_0 = 10^\circ$ ,  $f_d = 60, 120$  МГц) в азимутальной плоскости.

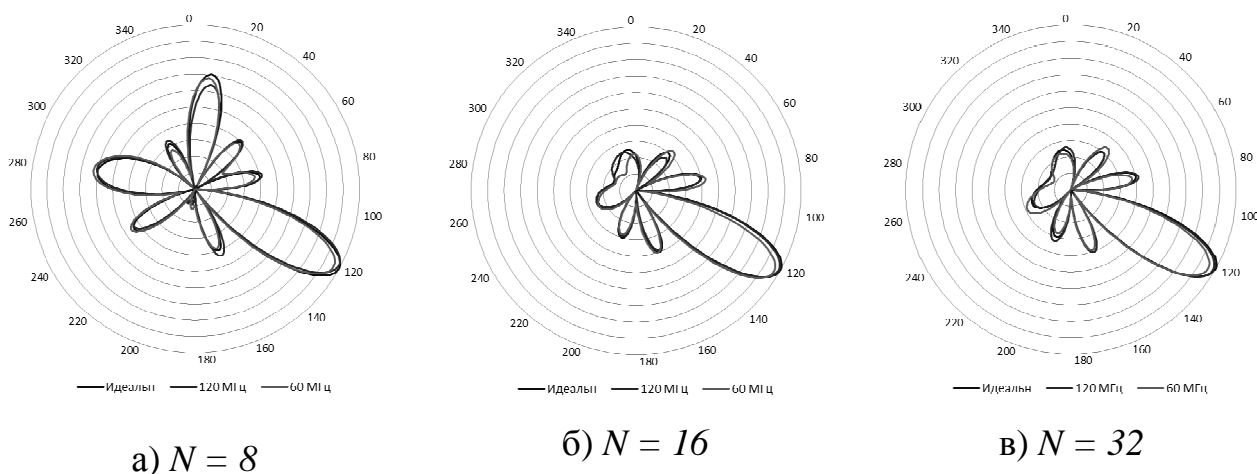


Рис. 1. Азимутальное сечение ДН КАР при  $f_s = 9$  МГц

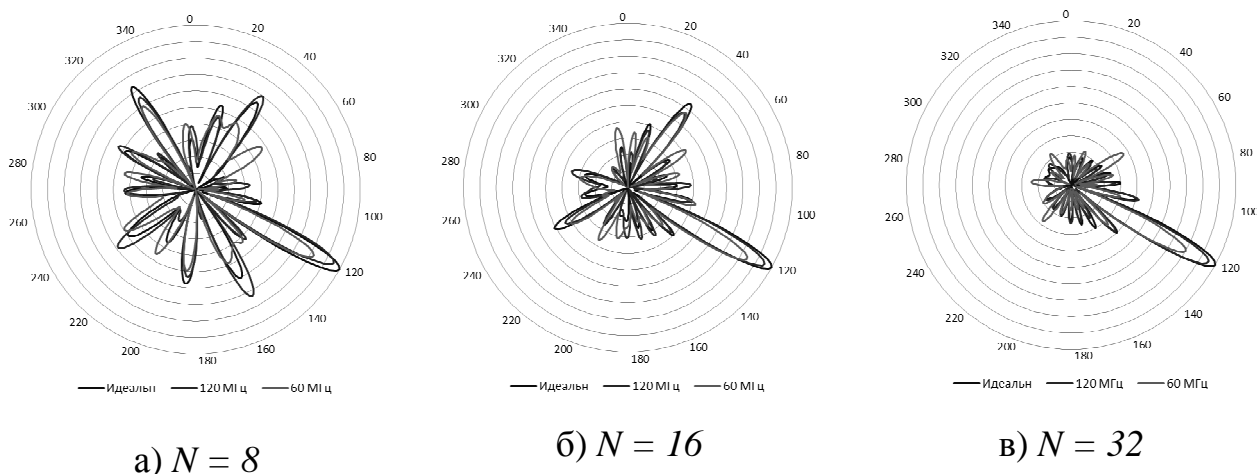


Рис. 2. Азимутальное сечение ДН КАР при  $f_s = 21 \text{ МГц}$

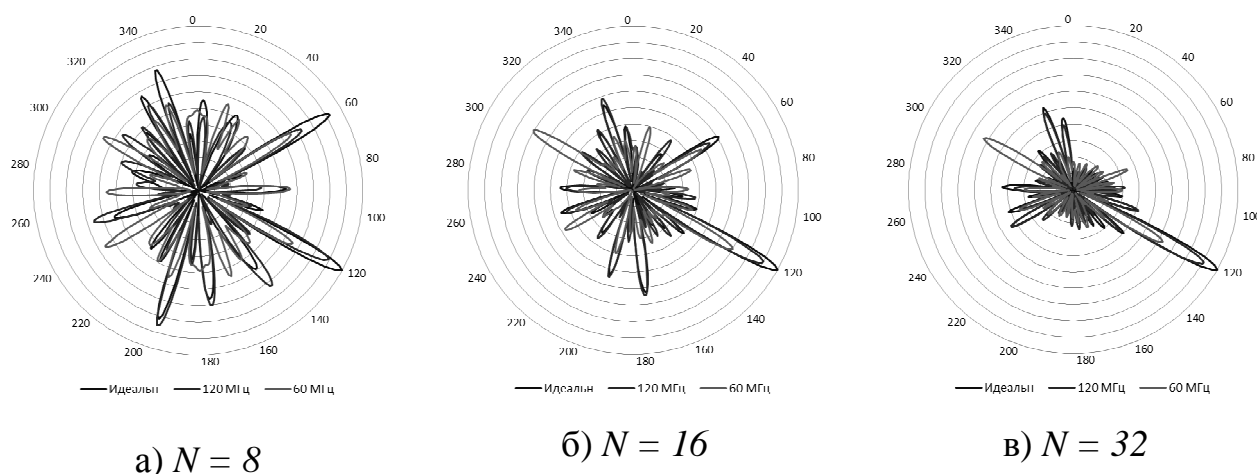


Рис. 3. Азимутальное сечение ДН КАР при  $f_s = 30 \text{ МГц}$

На рисунках 4 – 6 показаны зависимости значений максимума главного лепестка ДН КАР (нормированного к максимуму главного лепестка ДН с идеальным фазированием), сформированной цифровым способом, от азимутального угла на который производится фазирование ( $N = 8, 16, 32; R = 30 \text{ м}, f_s = 21 \text{ МГц}, \varphi_0 = 0...360^\circ, \Delta_0 = 10^\circ, f_d = 60, 100, 150, 200 \text{ МГц}$ ). Т.о. на рисунках 4 – 6 отражена зависимость снижения энергетического потенциала КАР ( $N = 8, 16, 32, R = 30 \text{ м}$ ) при движении луча ДН в азимутальной плоскости ( $\varphi_0 = 0...360^\circ$ ) с углом возвышения луча ДН  $\Delta_0 = 10^\circ$  на частоте принимаемого сигнала  $f_s = 21 \text{ МГц}$ .

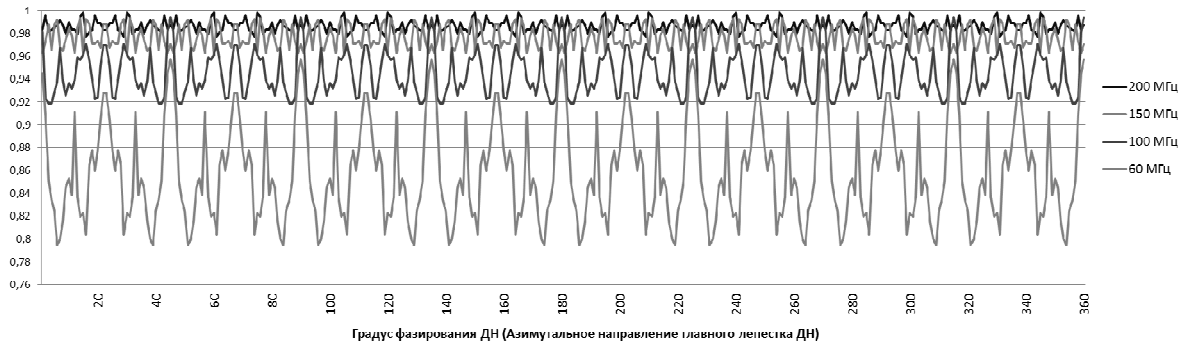


Рис. 4. Зависимость максимума главного лепестка ДН (нормированного к максимуму главного лепестка ДН с идеальным фазированием), от азимутального (сфазированного) угла ( $\varphi_0 = 0...360^\circ$ ),  $N = 8$

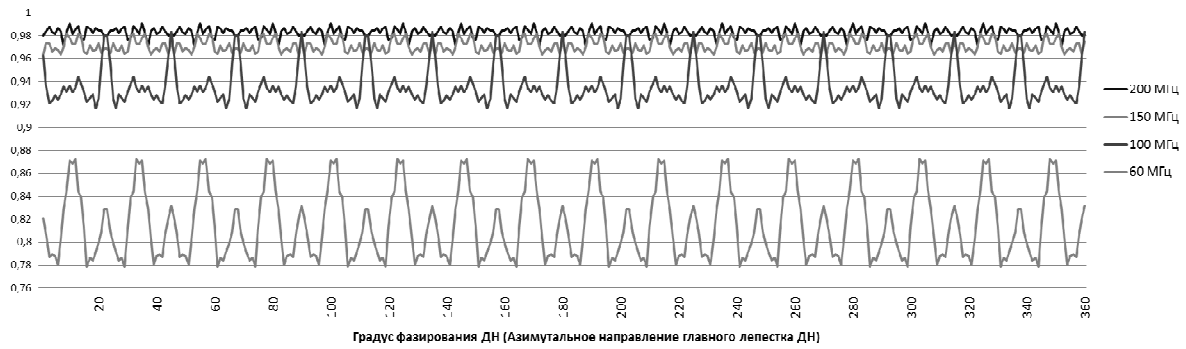


Рис. 5. Зависимость максимума главного лепестка ДН (нормированного к максимуму главного лепестка ДН с идеальным фазированием), от азимутального (сфазированного) угла ( $\varphi_0 = 0...360^\circ$ ),  $N = 16$

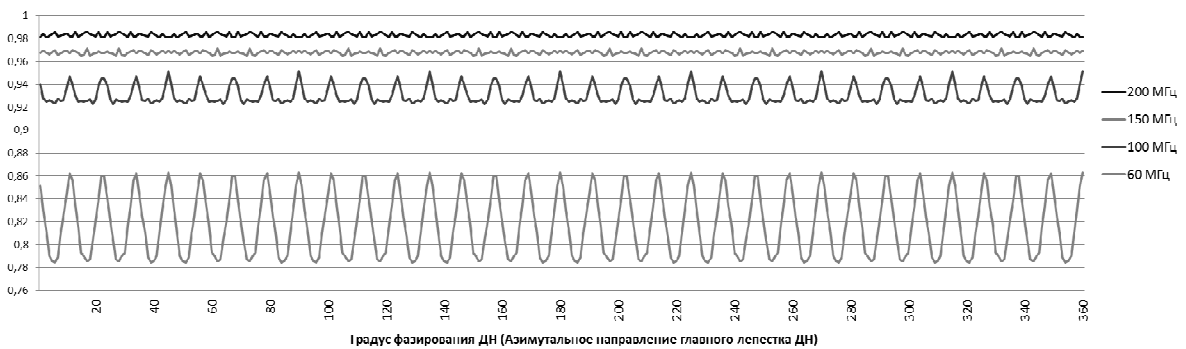


Рис. 6. Зависимость максимума главного лепестка ДН (нормированного к максимуму главного лепестка ДН с идеальным фазированием), от азимутального (сфазированного) угла ( $\varphi_0 = 0...360^\circ$ ),  $N = 32$

**Выводы.**

1. Результаты исследования показали на высоких частотах 21, 30 МГц наличие большого количества боковых лепестков с уровнем, соизмеримым с величиной главного лепестка ДН КАР (Рис. 3), что фактически не позволяет провести селекцию выделенного направления, при этом происходит и одновременное снижение уровня главного лепестка ДН при частотах дискретизации 60 МГц и 120 МГц до ~40% и ~10% соответственно (Рис. 3).

2. При формировании ДН КАР цифровым способом шаг фазирования по азимуту не ограничен и может принимать любые значения ( $0...360^\circ$ ) в азимутальной плоскости, при этом происходит снижение энергетического потенциала главного лепестка ДН периодически, число периодов соответствует количеству АЭ в АР (рис. 4 – 6), а величина снижения зависит от частоты дискретизации приемных трактов ПрМАС (рис. 4 – 6) и может достигать ~22% (для исследуемых в работе случаев).

3. Повышение направленных свойств цифровой ПрМАС достигается за счет:

- использования КАР с несколькими кольцами (подрешетками), где каждое кольцо должно иметь конфигурацию АЭ, соответствующего поддиапазона частот (пример ДН при оптимальной конфигурации кольца на рис. 1);
- увеличения количества АЭ в АР, что приводит к снижению уровня боковых лепестков (Рис. 2);
- увеличения частоты дискретизации принимаемого сигнала в приемных трактах ЦРПУ (частота дискретизации 150 МГц может снижать эффективность КАР до ~4% в сравнении с диаграммой направленности, сформированной идеальным фазированием, рис. 4 – 6).

**Литература**

1. Патент №72105, РФ, МПК Н04В 1/06 Приемный радиоцентр / В.С. Будяк, В.П. Кисмерешкин, П.В. Горяев, В.П. Тушнолобов – Оpubл. 2008, Бюл. №9.

2. Будяк В.С., Ворфоломеев А.А., Кисмерешкин В.П. Схемы построения коротковолновых приемных многоканальных антенных систем // Вестник Академии Военных наук. – 2009. – №3 (28). – С. 43-46.
3. Азаров Г.И., Трошин Г.И., Ильинский А.С. Актуальные вопросы проектирования антенно-фидерных устройств средств радиосвязи и радиовещания: монография. – М.: Сайнс-Пресс, 2001. – 72 с.
4. Патент №2426204, РФ, МКИ Н01Q 21/00. Коротковолновая приемная многоканальная антенная система / В.С. Будяк, В.П. Кисмерешкин, В.П. Тушнолобов, П.В. Горяев, А.А. Ворфоломеев – Оpubл. 2011, Бюл. №22.
5. Будяк В.С., Ворфоломеев А. А. Дискретизация в приемных антенных системах. // Докл. VI Всеросс. науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь», М.: изд. JRE – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2012. – Т.1. – С. 288 – 293.
6. Горяев П.В., Будяк В.С., Тушнолобов В.П., Ворфоломеев А.А. Влияние пространственно-временной дискретизации сигналов на характеристики КВ приемных многоканальных антенных систем // Материалы III Всеросс. науч. – техн. конф. «Россия молодая: передовые технологии в промышленность!», Омск: Изд. ОмГТУ, 2010. – Кн.1. – С.146 – 151.
7. Айзенберг Г.З., и др. Коротковолновые антенны. – М.: «Радио и связь», 1985. – 536 с.
8. Гращенко Ю.Г. Анализ влияния дискретного управления фазами на характеристики антенной решетки. // Антенны. – 2008. Вып.5 (132). – С.29 – 36.