

---

**ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ  
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**


---

УДК 621.396.62

**КЛАССИФИКАЦИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ  
В ЦИФРОВОМ ПРИЕМНИКЕ С СУБДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ**

© 2022 г. А. С. Подстригаев\*

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет “ЛЭТИ” им. В.И. Ульянова (Ленина),  
ул. Профессора Попова, 5, Санкт-Петербург, 197376 Российская Федерация

\*E-mail: ap0d@ya.ru

Поступила в редакцию 11.02.2021 г.

После доработки 22.03.2021 г.

Принята к публикации 18.04.2021 г.

Предложена классификация неоднозначности определения частоты (НОЧ) в приемнике с субдискретизацией по причинам возникновения. Аналитически и на примерах показано, что НОЧ приводит к промахам при измерении частоты сигнала, ограничивает динамический и частотный диапазоны приемника, повышает вероятности ложной тревоги и пропуска полезного сигнала. На основе характеристик серийно выпускаемых электронных компонентов выполнена оценка достижимого динамического диапазона приемника в зависимости от его частотного диапазона и условий работы. Показана возможность прогнозирования величины и условий возникновения ошибок измерения частоты.

DOI: 10.31857/S0033849422040131

**1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

При ведении радиомониторинга и в системах когнитивного радио требуется выполнять мгновенный (без сканирования по частоте) широкополосный анализ радиоэлектронной обстановки. При этом рабочая полоса частот должна достигать 18...20 ГГц, а для некоторых задач и выше. Для мгновенной обработки такой полосы используются следующие типы приемников: на основе банка частотно-зависимых линий задержки [1, 2], монобитного аналого-цифрового преобразования [3, 4], субдискретизации [5–18] и матричный приемник [19, 20]. Все перечисленные приемники имеют сложности с определением параметров наложенных во времени сигналов. А учитывая необходимость работы в широкой полосе, это является существенным недостатком. В то же время технология обработки сигналов с использованием субдискретизации принципиально не исключает возможность обработки наложенных сигналов. Поэтому далее рассматривается приемник на основе данной технологии.

Существуют различные схемы приемников с применением технологии субдискретизации, в которых отсутствует сканирование по частоте [5–10]. Однако благодаря возможности использования в сложной сигнальной обстановке, относительно простоте реализации и большому модернизационному потенциалу наибольшее распространение получила схема, представленная на рис. 1

[5, 10]. Приемник включает в себя входной широкополосный малошумящий усилитель (МШУ),  $N$  каналов обработки и решающее устройство. Каждый канал обработки содержит физические устройства: устройство выборки-хранения (УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и программные устройства: устройство вычисления спектра (УВС), устройство обнаружения (УО).

Принцип действия приемника основан на использовании  $N$  каналов (на практике  $N = 3...4$ ), параллельно оцифровывающих входной сигнал  $F_0$  на разных частотах дискретизации  $f_{si}$  ( $i = \overline{1, N}$ ) в десятках зон Найквиста [5, 10]. То есть требование теоремы Котельникова–Найквиста не выполняется, и поэтому сигнал оцифровывается в режиме субдискретизации. При этом использование широкополосного УВХ до АЦП позволяет расширить диапазон рабочих частот не менее чем до 18 ГГц (<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc661.pdf>). В каждом канале выполняется аналого-цифровое преобразование, вычисление амплитудного спектра и обнаружение сигнала. Затем в устройстве обработки выполняется восстановление спектрального состава входного сигнала, т.е. определяется истинная частота  $F_0$ .

Принцип определения частоты  $F_0$  в общем случае основан на решении системы линейных сравнений [21, 22]:

$$F_0 \equiv f_i \pmod{F_{si}}, \quad i \in \overline{1, N}, \quad (1)$$

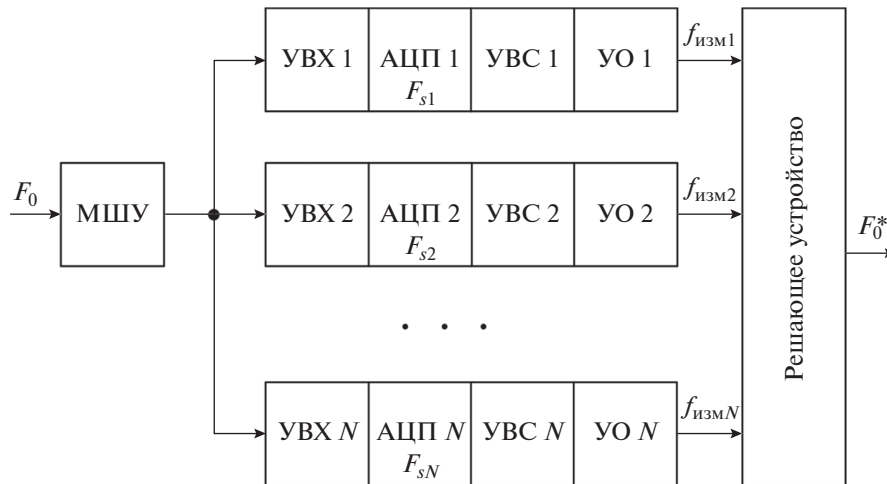


Рис. 1. Структурная схема цифрового приемника с субдискретизацией.

где  $f_i$  – целое число, модуль которого равен частоте  $f_{изм i}$ , измеренной в первой зоне Найквиста  $i$ -го канала приемника. Величина  $f_i$  может принимать как положительные, так и отрицательные значения;  $f_{изм i}$  – только неотрицательные.

Систему (1) также можно записать в виде

$$F_0 = f_i + n_i F_{s_i}, \quad i \in \overline{1, N}, \quad n_i \in \mathbb{N}_0. \quad (2)$$

Запись системы линейных сравнений в виде (2) показывает, что любую входную частоту можно представить как сумму или разность  $n_i$ -го количества частот дискретизации  $F_{s_i}$  и частоты  $f_{изм i} = |f_i|$ , определенной в первой зоне Найквиста  $i$ -го канала приемника.

Для определения реальной частоты входного сигнала  $F_0$  приемник должен по кортежу частот, измеренных в каждом из  $N$  каналов в первой зоне Найквиста,  $\langle f_{изм 1}, f_{изм 2}, \dots, f_{изм N} \rangle$  построить все возможные кортежи  $\langle f_1, f_2, \dots, f_N \rangle$  и решить для каждого из них систему сравнений (1). Одна из реализаций одновременного решения всех таких систем основана на развертывании амплитудных спектров сигналов на частотную ось во множество зон Найквиста и поиске совпадающих частот, развернутых из разных каналов [10].

Основными преимуществами описанного приемника являются широкая мгновенная полоса приема, простота аналоговой части и возможность глубокой модернизации приемника посредством изменения только программной части. По сути, такой приемник является SDR-системой (Software-Defined Radio; программно-определяемое радио) с широкими возможностями изменения как отдельных характеристик, так и функционала в целом.

Несмотря на эти важные для практики преимущества, существенным недостатком приемника является неоднозначность определения частоты (НОЧ), на существование которой указывают еще авторы работ [5–8]. В то же время причины возникновения неоднозначности до сих пор не систематизированы. Это препятствует разработке научно обоснованных способов устранения НОЧ, а значит, и дальнейшему совершенствованию приемника с субдискретизацией.

Поэтому целью данной работы является разработка классификации НОЧ, характерной для описанного выше приемника, по причинам возникновения на основе анализа функционирования приемника и особенностей его практической реализации.

## 2. ПРЕДЛАГАЕМАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ

### 2.1. Неоднозначность первого типа

Неоднозначность определения частоты первого типа (НОЧ-1) возникает по причине периодичности решений системы сравнений (1). Поэтому такую неоднозначность можно также назвать глобальной. Начиная с некоторой критической частоты  $F_k$  кортежи частот, измеряемых в каналах приемника в первой зоне Найквиста, начинают повторяться в той же последовательности, в которой они шли до указанной частоты.

Кортежи считаются повторяющимися (равными), если все их элементы равны и порядок следования этих элементов одинаковый. Кортежи частот повторяются с периодом, численно равным  $F_k$  и определяемым как  $F_k = \text{НОК}(F_{s1}, F_{s2}, \dots, F_{sN})$ , где НОК – наименьшее общее кратное частот дис-

критизации АЦП  $F_{s1}, F_{s2}, \dots, F_{sN}$ . Соответственно, частота  $F_k$  определяется как количеством каналов приемника  $N$ , так и значениями частот дискретизации  $F_{si}$ .

Например, если  $F_k = 50$  ГГц, то частотам 0.001, 50.001, 100.001, 150.001, ... ГГц будут соответствовать одинаковые кортежи, и отличить эти частоты друг от друга будет невозможно. Тот же эффект будет наблюдаться и для частот 0.002, 50.002, 100.002, 150.002, ... ГГц, а также любых двух и более частот, отстоящих друг от друга на  $mF_k$  ( $m \in \mathbb{N}$ ).

Таким образом, при измерении частоты в диапазоне, превышающем  $F_k$ , возникает неоднозначность, которая при неверном разрешении приводит к промаху. Следует отметить, что при выборе высоких частот дискретизации (1.5...3 ГГц) и использовании трех-четырех каналов частота  $F_k$  достаточно высока и составляет десятки-сотни гигагерц.

### 2.2. Неоднозначность второго типа

На рис. 2 приведена зависимость частоты  $f_{изм}$ , измеренной в первой зоне Найквиста произвольного канала приемника, от входной частоты  $F_0$ .

Из рис. 2 видно, что частоты  $nf_{si} + f_{\Delta}$  и  $nf_{si} - f_{\Delta}$  являются неотличимыми для  $i$ -го канала приемника. Обе эти частоты приводят к возникновению в первой зоне Найквиста частоты  $f_{\Delta}$  и, как следствие, измерению каналом частоты  $f_{\Delta}$ . Это означает, что приемник выполняет измерение модулей чисел  $f_i$  в системе (1), а не самих этих чисел. Поэтому для определения истинной частоты  $F_0$  в приемнике решаются одновременно  $2^N$  систем сравнений, каждая из которых соответствует одной из комбинаций знаков остатков  $f_i$  в системе (1).

Возникновение НОЧ второго типа (НОЧ-2) связано с априорной невозможностью оценки знаков остатков  $f_i$ , входящих в систему сравнений (1), и, как следствие, определением реальной частоты по кортежу частот  $\langle f_{изм1}, f_{изм2}, \dots, f_{измN} \rangle$ . В результате для некоторых двух входных частот  $F_{01}$  и  $F_{02}$  ( $F_{01} < F_{02}$ ), лежащих ниже  $F_k$ , приемником измеряются одинаковые кортежи  $\langle f_{изм1}, f_{изм2}, \dots, f_{измN} \rangle$ . Из-за отсутствия информации о знаках  $f_i$ , соответствующих этим входным частотам, отличить частоту  $F_{01}$  от частоты  $F_{02}$  невозможно.

В качестве примера рассмотрим трехканальный приемник с частотами дискретизации 1700, 1800 и 1900 МГц, в котором для измерения частот в первой зоне Найквиста используется быстрое преобразование Фурье, взятое по 1024 отсчетам сигнала. В таком приемнике кортеж частот, измеренных

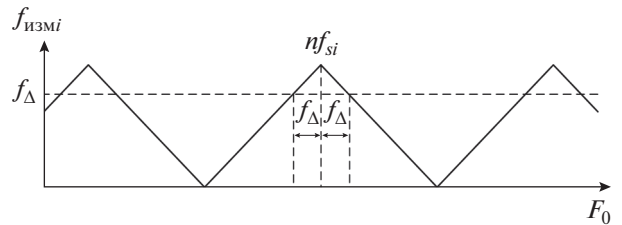


Рис. 2. Зависимость частоты  $f_{измi}$ , измеренной в первой зоне Найквиста  $i$ -го канала, от входной частоты  $F_0$ .

в первой зоне Найквиста,  $\langle f_{изм1}, f_{изм2}, f_{изм3} \rangle$  ( $f_{изм1} \approx 750.4$  МГц,  $f_{изм2} \approx 49.2$  МГц и  $f_{изм3} \approx 849.8$  МГц) соответствует сигналам с частотами 14350, 16250, 17950, 48850 МГц и др. Отличить указанные частоты друг от друга невозможно. Соответственно, НОЧ-2 приводит к промахам определения частоты. Но, в отличие от НОЧ-1, промахи появляются при измерении частот в диапазоне ниже  $F_k$ .

### 2.3. Неоднозначность третьего типа

При приеме множества различных по частоте, но совмещенных во времени сигналов может возникнуть НОЧ третьего типа (НОЧ-3).

Механизм возникновения НОЧ-3 поясняется на примере трехканального приемника. Одиночному сигналу на частоте  $F_1$  в  $i$ -м канале приемника соответствует своя частота в первой зоне Найквиста  $f_{измi}$  (рис. 3). Таким образом, этому сигналу соответствует кортеж  $\langle f_{изм1}, f_{изм2}, f_{изм3} \rangle$ . При наличии на входе нескольких сигналов невозможно понять, каким входным частотам соответствуют те или иные кортежи. Более того, при попытке определить истинные частоты перебором возможных кортежей  $f_{измi}$  возможно нахождение кортежей, состоящих из значений  $f_{измi}$ , полученных от разных сигналов на входе приемника.

Так, сигналы с частотами  $F_1$  и  $F_2$  формируют соответствующие им кортежи частот в первой зоне Найквиста  $\langle f_{изм11}, f_{изм21}, f_{изм31} \rangle$  и  $\langle f_{изм12}, f_{изм22}, f_{изм32} \rangle$  (рис. 4). На рисунке для примера выделен кортеж, соответствующий сигналу с частотой  $F_1$ . Однако частоты в первой зоне Найквиста могут сформировать и такой кортеж частот, который будет соответствовать несуществующей (фантомной) частоте на входе приемника.

Например, на рис. 5 показан кортеж частот  $\langle f_{изм12}, f_{изм21}, f_{изм32} \rangle$ , сформированный сигналами на частотах  $F_1$  и  $F_2$ . Этому кортежу соответствует фантомная частота  $F_3$ . В то же время в первой зоне Найквиста обнаружены два сигнала, поэтому

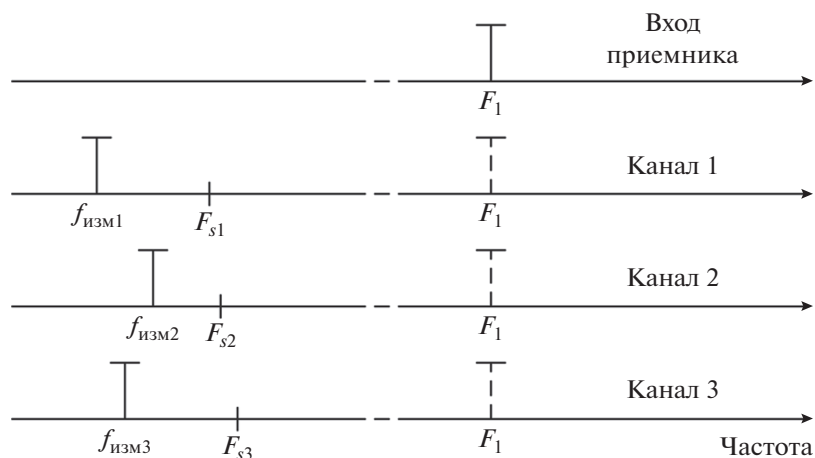


Рис. 3. Частоты  $f_{измi}$  в первой зоне Найквиста, соответствующие одиночному входному сигналу с частотой  $F_1$ .

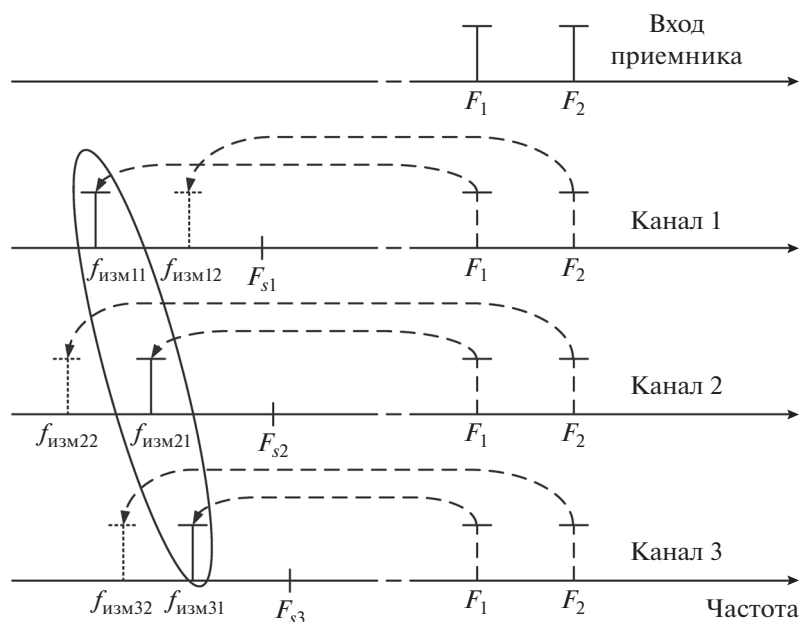


Рис. 4. Частоты  $f_{измi1}$  и  $f_{измi2}$  в первой зоне Найквиста, соответствующие входным сигналам с частотами  $F_1$  и  $F_2$ .

возникает необходимость выбора двух из трех частот. Соответственно, определение фантомной частоты  $F_3$  может привести к промаху при измерении частоты  $F_1$  или  $F_2$ .

#### 2.4. Неоднозначность четвертого типа

Возникновение гармоник мощных сигналов в нелинейных элементах приемного тракта приводит к НОЧ четвертого типа (НОЧ-4).

Для МШУ величину возникающей на выходе второй гармоники можно оценить по значению приводимой для некоторых МШУ точки пересечения второго порядка  $OIP_2$  для выходного сигнала.

Например, для МШУ НМС8412 с диапазоном рабочих частот (ДРЧ) 0.4...10 ГГц согласно данным производителя (<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc8412chips.pdf>) типовое значение  $OIP_2$  составляет 38 дБм при мощности выходного сигнала  $P_{вых} = 0$  дБм. Тогда согласно выражению  $OIP_2 = P_{вых} + IM_2$  (<https://www.minicircuits.com/app/AN0-39.pdf>) уровень второй гармоники составляет 38 дБн ( $IM_2$  – уровень интермодуляционной составляющей второго порядка относительно несущей). Для ряда других МШУ эта величина еще ниже (например, для НМС8410 уровень второй гармоники составляет 25 дБн).

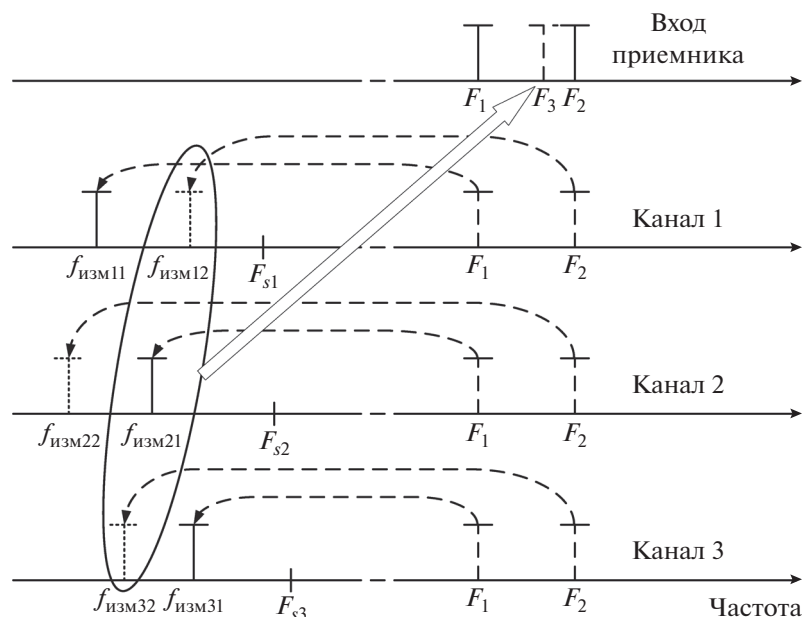


Рис. 5. Иллюстрация перепутывания сигналов в первой зоне Найквиста и определения фантомной частоты  $F_3$ .

Приведенные примеры соответствуют полученным на практике результатам. Согласно [23] в широкополосном приемнике с МШУ на входе уровень второй гармоники составляет 30...40 дБн.

По данным ведущих мировых производителей электронных компонентов, таких как Teledyne Technologies, Texas Instruments и Analog Devices, типовой уровень второй и третьей гармоник быстродействующих широкополосных АЦП составляет не менее 50...70 дБн. Это можно показать на примере соответствующих АЦП этих фирм EV12AD550B (<https://www.teledyne-e2v.com/shared/content/resources/File/documents/broadband-data-converters/EV12AD550/EV12AD550B%20Data-sheet.pdf>), ADS54J40 (<https://www.ti.com/lit/ds/sym-link/ads54j40.pdf>) и AD9694 (<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9694.pdf>). Причем уровень гармоник повышается с ростом частот входного сигнала и дискретизации.

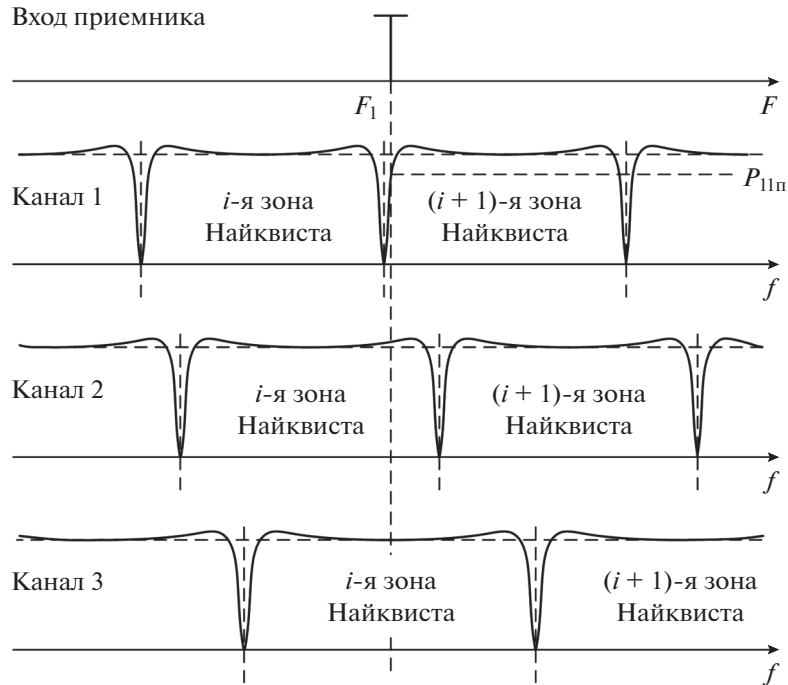
Устройство выборки-хранения (УВХ) также вносит паразитные гармоники в спектр сигнала. Их подавление существенно ухудшается с ростом частоты входного сигнала. Например, для УВХ НМС661LC4В при увеличении частоты входного сигнала с 1 до 12 ГГц подавление паразитных гармоник уменьшается с 68 до 33 дБ (<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/hmc661.pdf>).

К этому же типу НОЧ следует отнести и частотные составляющие, возникающие при интермодуляционных искажениях в многосигнальном режиме. Оценить уровень этих составляющих можно на примере приведенного выше МШУ

НМС8412. Для него типовое значение точки пересечения третьего порядка по выходу  $OIP_3 = 32$  дБм при мощности выходного сигнала  $P_{\text{вых}} = 0$  дБм. Следует отметить, что приведенное значение  $OIP_3$  является достаточно высоким для широкополосных МШУ СВЧ-диапазона [24]. В соответствии с выражением  $OIP_3 = P_{\text{вых}} + 0.5IM_3$  (<https://www.minicircuits.com/app/AN0-39.pdf>) уровень интермодуляционной составляющей третьего порядка относительно несущей  $IM_3 = 64$  дБн. Однако выходная мощность данного МШУ в точке однодецибелной компрессии составляет  $P_{1\text{дБ}} = 19$  дБм. При такой мощности уровень интермодуляционных составляющих достигает 32 дБн.

На практике эффективный динамический диапазон (ДД) 14-разрядного АЦП составляет не менее 60 дБ (<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9694.pdf>). Поскольку все паразитные составляющие попадают в первую зону Найквиста, их невозможно алгоритмически исключить из первичной обработки. Соответственно, ДД приемника фактически ограничен величиной паразитных составляющих в спектре обрабатываемого сигнала. Согласно приведенным выше данным наибольший вклад вносят МШУ и УВХ. При полосе приемника 20 ГГц они могут ограничивать его ДД до 30...40 дБ.

При обеспечении узкого ДРЧ, в котором исключено возникновение второй гармоники, ДД приемника в односигнальном режиме может быть увеличен до 60 дБ и выше. Однако в многосигнальном режиме ДД ограничится величиной интермодуляционных составляющих, которая,



**Рис. 6.** Пропуск сигнала на частоте  $F_1$  при попадании в смежную область соседних зон Найквиста первого канала приемника.

как показано выше, в зависимости от уровня входного сигнала изменяется приблизительно от 30 до 60 дБн.

Закономерным результатом возникновения НОЧ-4 является повышение вероятности ложной тревоги при превышении уровнем сигнала верхней границы ДД приемника, свободного от паразитных составляющих. Кроме того, при фиксированной пропускной способности приемника по количеству сигналов обнаружение ложных сигналов приводит к перегрузке линий связи и пропуску истинных сигналов.

### 2.5. Неоднозначность пятого типа

На практике в приемнике с субдискретизацией используется квадратурное преобразование входного сигнала. Формирование квадратур позволяет разбить действительный сигнал на два потока с двукратным уменьшением количества отсчетов. Соответственно, за счет распараллеливания вычислений для обработки требуется меньше ресурсов. Кроме того, квадратурное преобразование позволяет реализовать множество операций над сигналом (например, получение огибающей сигнала для измерения его длительности или анализа закона модуляции).

Для формирования квадратурных составляющих сигнала над ним выполняют следующие преобразования [25]. Спектр сигнала сдвигают вниз по частоте на величину, численно равную частоте

$F_s/4$ , где  $F_s$  — частота дискретизации. Для исключения из обработки возникающей при этом зеркальной составляющей используют фильтр низких частот (ФНЧ) с шириной полосы пропускания  $F_s/4$ . То есть полоса пропускания фильтра с учетом области отрицательных частот составляет от  $-F_s/4$  до  $F_s/4$ . После сдвига по частоте составляющие спектра сигнала, лежащие в окрестности нулевой частоты, оказываются вблизи частоты  $-F_s/4$ , а составляющие, лежащие в окрестности  $F_s/2$ , — вблизи частоты  $F_s/4$ . В результате указанные составляющие спектра располагаются вблизи положительной и отрицательной частот среза ФНЧ. Для восстановления несущей частоты сигнала его спектр сдвигают обратно вверх по частоте на величину, численно равную частоте  $F_s/4$ .

Перечисленные преобразования в приемнике с субдискретизацией эквивалентны тому, что для каждой зоны Найквиста появляется свой полосовой фильтр. При попадании сигнала на стык амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) двух фильтров одного из каналов приемника при недостаточной мощности сигнала он не обнаруживается. Соответственно, однозначное определение частоты становится невозможным.

В качестве примера на рис. 6 проиллюстрировано попадание сигнала на частоте  $F_1$  в смежную область соседних зон Найквиста первого канала трехканального приемника. Обнаружение сигнала и последующее определение частоты возмож-

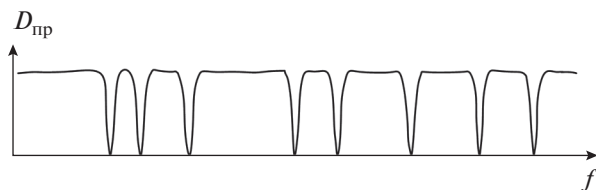


Рис. 7. ДД приемника и АЧХ трех его каналов.

ны, если мощность сигнала на частоте  $F_1$  в первом канале приемника  $P_{11}$  не ниже пороговой величины  $P_{1п}$ . При  $P_{11} < P_{1п}$  однозначное определение частоты по кортежу  $(f_{изм1}, f_{изм2}, f_{изм3})$  невозможно.

Поскольку для штатной работы приемника необходимо обнаружение сигнала во всех каналах, ДД приемника в каждой точке определяется ДД канала с наименьшим коэффициентом передачи. Таким образом, можно определить свободный от НОЧ-5 ДД приемника  $D_{пр}$ , который для рассмотренного на рис. 6 примера имеет вид, представленный на рис. 7. Как видно, приемник имеет “провалы” по чувствительности.

### 2.6. Неоднозначность шестого типа

Следует выделить также возможность возникновения НОЧ из-за воздействия внутрисистемных помех (НОЧ-6). Такой эффект на практике наблюдался в приемнике при просачивании внутриблочных частот в приемный СВЧ-тракт приемника. Это приводило к множественному обнаружению случайных импульсных сигналов в полосе первой зоны Найквиста.

Аналогично НОЧ-4, НОЧ-6 не только повышает вероятность ложной тревоги, но и ввиду передачи помеховых импульсов может перегружать линии связи приемника. Соответственно, в дополнение повышается вероятность пропуска полезного сигнала.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные примеры возникновения НОЧ в приемнике с субдискретизацией показывают, что НОЧ приводит к промахам при измерении частоты сигнала (НОЧ-1, НОЧ-2, НОЧ-3), ограничивает ДД и ДРЧ приемника (НОЧ-4, НОЧ-5), повышает вероятности ложной тревоги и пропуска полезного сигнала (НОЧ-4, НОЧ-6).

Рассмотренные типы НОЧ дают подробное представление о возможных причинах ошибок определения частоты принятого сигнала в приемнике с субдискретизацией. Полученные результаты целесообразно использовать при проектировании приемных устройств. Так, появляется возможность прогнозирования величины и условий возникнове-

ния ошибок измерения частоты, определения достижимых ДРЧ и входного ДД приемника, свободных от НОЧ различного типа. Понимание причин возникновения НОЧ существенно упрощает отладку приемников на практике.

Таким образом, полученные результаты позволяют обосновать возможные направления модернизации приемника с субдискретизацией, что является предметом дальнейших исследований автора.

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

## БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает благодарность А.В. Смолякову и А.А. Галичиной за замечания и предложения, высказанные при обсуждении материалов статьи, а также М.Ф. Шабанову и И.И. Шпакову за помощь в проведении экспериментов, направленных на исследование описанных типов НОЧ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Егоров Н., Кочемасов В.* // Электроника: НТБ, 2017. № 5. С. 136. <https://doi.org/10.22184/1992-4178.2017.165.5.136.141>
2. *Praneetha R., Raju VVSRN, Sreenivasa Rao E., Singh A.K.* // Int. J. Recent Advances in Engineering Technol. 2015. V. 3. № 9. P. 7.
3. *Tsui J.B.Y., Schamus J.J., Kaneshiro D.H.* // Dig.1997 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. N.Y.: IEEE, 1997. V. 2. P. 469.
4. *Карманов Ю.Т., Николаев А.Н., Зеленцова Я.Г. и др.* // Вестник ЮУрГУ. Сер. “Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника”. 2014. Т. 14. № 3. С. 11. <https://dspace.susu.ru/xmlui/handle/0001.74/4860>
5. *Sanderson R.B., Tsui J.B.Y.* Digital Frequency Measurement Receiver with Bandwidth Improvement through Multiple Sampling of Real Signals. US Pat. № 5099194. Publ. 24.03.1992.
6. *Tsui J.B.Y., Sanderson R.B.* Digital Frequency Measurement Receiver with Bandwidth Improvement through Multiple Sampling of Complex Signals. US Pat. № 5099243. Publ. 24.03.1992.
7. *Sanderson R.B., Tsui J.B.Y.* Instantaneous Frequency Measurement Receiver with Bandwidth Improvement through Phase Shifted Sampling of Real Signals. US Pat. № 5109188. Publ. 28.04.1992.
8. *McCormick W.S., Tsui J.B.Y.* Frequency Measurement Receiver with Means to Resolve an Ambiguity in Multiple Frequency Estimation. US Pat. № 5293114. Publ. 08.03.1994.
9. *Beharrell G.P.* Digital Electronic Support Measures. EP Pat. № 1618407. Publ. Bulletin 2013/16. 17.04.2013.
10. *Крнев А.Н., Ботов В.А., Горюнов И.С. и др.* Способ расширения полосы частот оценки спектров сигналов. Патент РФ № 2516763. Оpubл. офиц. бюл.

- “Изобретения. Полезные модели” № 14. 20.05.2014.
11. *Tsui J.* Digital Techniques for Wideband Receivers. Raleigh: SciTech Publishing, 2004.
  12. *Huang S., Zhang H., Sun H., et al.* // Signal Processing. 2017. V. 139. P. 96. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2017.04.013>
  13. *Ботов В.А., Горюнцов И.С., Погребной Д.С. и др.* // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2013. Т. 4. № 2. С. 122.
  14. *Ботов В.А., Горюнцов И.С., Погребной Д.С. и др.* // Сб. трудов Междунар. НТК “Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях СИНХРОИНФО 2014”, Воронеж, 29 июня—1 июля 2014. Воронеж: Медиа Паблишер, 2014. Т. 2. № 2. С. 122.
  15. *Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В., Гарш Д.Г.* // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. Т. 6. № 2. С. 239. URL: [https://www.elibrary.ru/download/elibrary\\_32721405\\_33212411.pdf](https://www.elibrary.ru/download/elibrary_32721405_33212411.pdf).
  16. *Кондаков Д.В., Космынин А.Н., Лавров А.П.* // XXIII Междунар. НТК “Радиолокация, навигация, связь”: труды конф., Воронеж, 18—20 апреля 2017 г. Воронеж: ВГУ, 2017. Т. 2. С. 481.
  17. *Кондаков Д.В., Лавров А.П.* // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 9(13). С. 52.
  18. *Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В.* // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2020. № 3. С. 194. <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2020-3-194-200>
  19. *Мельников Ю.П., Попов С.В.* // Электромагн. волны и электрон. системы. 2009. Т. 14. № 3. С. 52.
  20. *Подстригаев А.С., Лихачев В.П.* // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 2. <http://jre.cplire.ru/jre/feb15/13/text.pdf>
  21. *Huang X., Bai R., Jin X., Fu H.* // PLoS ONE. 2016. V. 11. № 10. P. e0163871. <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0163871>
  22. *Xiao L., Xia X.G.* // Signal Processing. 2018. V. 150. P. 248. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2018.04.022>
  23. *Подстригаев А.С.* // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2016. № 1(10). С. 147.
  24. *Ganesan S., Sanchez-Sinencio E., Silva-Martinez J.* // IEEE Trans. 2006. V. MTT-54. № 12. P. 4079. <https://doi.org/10.1109/tmtt.2006.885889>
  25. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов. М.: Бинном-Пресс, 2006.