

ВЛИЯНИЕ ПОЗИЦИОННОСТИ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОРТОГОНАЛЬНОЙ CDMA СИСТЕМЫ ПРИ НЕЛИНЕЙНОМ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕМ ТРАКТЕ

Архипкин В.Я., Иванов П.В., Смольянинов В.М., Соколов А.Г.

Государственный Центр Компьютерных Технологий, Силикон-Телеком-Софт
103498, Москва, МИЭТ, ЦКТ СТС
тел. (095) 532-9826, факс (095) 530-6236, E-mail bsd@access.orgland.ru

Введение.

В многоканальных системах связи 3-его поколения, базирующихся на стандарте CDMA, будут использоваться псевдослучайные последовательности (ПСП) большой длительности (128 или 256 чипов) [1]. Это предъявляет высокие требования к линейности усилителей мощности центральной станции.

В [2] был проведен анализ влияния типичных видов нелинейности на уровень межканальной помехи. Анализ проводился с учетом свойств групповой замкнутости ансамбля ПСП, применительно к наиболее распространенной сигнально-кодовой конструкции (СКК), когда одному информационному каналу соответствует сигнал с модуляцией ФМ-2 в каждой квадратуре. При этом в передатчике CDMA системы формируется и излучается синхронная сумма ортогональных сигналов, манипулируемых по фазе в соответствии с передаваемой по отдельным каналам информацией.

Также в [2] были предложены пути уменьшения влияния нелинейных искажений на отношение сигнал/помеха, в частном случае выбором СКК с меньшим, чем при ФМ-2, динамическим диапазоном (многопозиционных СКК). Качественно понятно, что уменьшение динамического диапазона снижает требование к линейности приема-передающего тракта или, при фиксированной линейности тракта, позволяет увеличить дальность связи.

Настоящая работа, являясь продолжением [2], посвящена количественному анализу влияния выбора позиционности СКК на такие характеристики системы как: дальность связи, спектральная эффективность, достоверность приема. Анализ проведен для типичного вида нелинейности (кубической нелинейности), при этом нелинейность задается через уровень однопозиционной компрессии P_0 , что делает полученные соотношения удобными для инженерных расчетов.

Рассматриваемые СКК.

Рассмотренные в работе СКК в общем виде представляют собой многопозиционную конструкцию.

При этом для каждого информационного канала предоставляется набор из $\frac{R}{2}$ ортогональных ПСП с дополнительной манипуляцией ФМ-2. Для активного канала на каждом интервале времени излучается пара ПСП из набора, по одной ПСП в каждой квадратуре. При этом переносится $2 \log_2 R$ информации. Максимальное число одновременно излучаемых пар ПСП на центральной станции равно

$$M = \frac{2L}{R}, \quad (1)$$

где L – база ПСП. Из (1) следует, что суммарный по всем каналам объем передаваемой информации H равен:

$$H = \frac{4L \log_2 R}{R} \quad (2)$$

Как нетрудно заметить, увеличение позиционности R , приводит к снижению динамического диапазона излучаемого сигнала, но также уменьшает и спектральную эффективность системы. Поэтому для сотовых и пикосотовых систем связи нецелесообразно выбирать позиционность $R > 4$, в тоже время для релейных линий и спутниковых систем связи, где требуется большая дальность связи и приема-передающий тракт обладает ярко выраженными нелинейными свойствами, увеличение позиционности может значительно удешевить систему.

Модель нелинейного тракта.

Основной вклад в нелинейную характеристику тракта обычно вносит усилитель мощности (УМ) выходного каскада передатчика. Для большинства УМ нормированная амплитудная характеристика задается моделью [2,3].

$$f(Z) = Z + \alpha_3 Z^3 \quad (-\infty \leq Z \leq \infty; \quad \alpha_3 \leq 0), \quad (3)$$

где $f(Z)$ и Z амплитуды на выходе и входе нелинейного элемента соответственно.

Таким образом нелинейность УМ полностью определяется параметром α_3 . На практике она чаще всего характеризуется другими параметрами. Один из них – это однодецибелная компрессия P_0 , равная мощности, обусловленной линейным членом в (3), при которой суммарная мощность на выходе нелинейного элемента P_Σ меньше P_0 на 1 дБ. Несложно получить, что

$$\alpha_3 P_0 = -0.073 \quad (4)$$

Исходные соотношения.

В [2] для кубической модели нелинейности, было получено следующее выражение

$$\frac{S}{N} = \frac{L^2 \left(1 - \frac{3}{4} |\alpha_3| L A_1^2 \frac{4K-2}{L} \right)^2}{\frac{9}{16} \alpha_3^2 L^2 A_1^4 \rho_{3i}(n)}, \quad (5)$$

где:

- $\frac{S}{N}$ - отношение энергии одной ПСП к дисперсии помехи при $R = 2$.
- K – число одновременно излучаемых ПСП в одной квадратуре (одинаковое в I и Q).
- A_1 - амплитуда одной ПСП.
- $\rho_{3i}(n)$ - величина разная для двух крайних статических моделей формируемого колебания. Предыдущий анализ показал, что в первом приближении зависимостью от моделей можно пренебречь [2]. Так как первая модель является более универсальной, пригодной для анализа при любых СКК, то будем в дальнейшем использовать ее, т.е. полагать

$$\rho_{3i}(n) = \rho_{31}(n) = \frac{2}{L} K(K-1)^2 + \frac{6}{L} (K-1)(K-2)(K-3) \quad (6)$$

Полученные соотношения.

1. Получена формула расчета

$$\frac{E_\sigma}{N_{0Э}}(L, R, M, K, \gamma) = \frac{1}{2 \log_2 R} \frac{S}{N}(L, R, M, K, \gamma), \quad (7)$$

где:

- $\frac{E_\sigma}{N_{0Э}}$ - отношение энергии приходящейся на бит к эквивалентной спектральной плотности шума.

Для гауссовской аппроксимации (в первом приближении справедливой для нашего случая) отношение (1) однозначно пересчитывается в вероятность ошибки.

- M - максимальное количество одновременно излучаемых с центральной (абонентской) станции пар ПСП, для центральной станции $M = \frac{2L}{R}$, а для абонентской $M \leq \frac{2L}{R}$.
- K - тоже, что и в (5), $K \leq M$.
- $\frac{1}{\gamma}$ - коэффициент запаса, $\frac{1}{\gamma} = \frac{P_0}{MA_1^2}$, где MA_1^2 соответствует максимальной средней излучаемой со

станции мощности. Как следует из определения коэффициента запаса $\frac{1}{\gamma}$, с его увеличением зона

линейности УМ расширяется. Соответственно при фиксированной средней излучаемой мощности MA_1^2 должно расти отношение $\frac{E_\sigma}{N_{0Э}}$.

В (7) параметры L и R полностью определяют используемую СКК. Параметр M для центральной станции однозначно определяется из позиционности R , а для абонентской – может варьироваться в зависимости от требуемой максимальной скорости передачи данных для абонента. Параметр K позволяет исследовать зависимость качества канала передачи данных от трафика.

2. Из (7) получено соотношение
$$\frac{P_{0A}}{P_{0Ц}} = \frac{M_A \gamma_{Ц}}{M_{Ц} \gamma_A(M)}, \quad (8)$$

где:

- Отношение $\frac{P_{0A}}{P_{0Ц}}$ характеризует снижение требования к линейности УМ абонентской станции по сравнению к УМ центральной для заданного значения $\frac{E_{\delta}}{N_{0Э}}$. Снижение требований к линейности УМ происходит из-за уменьшения максимального числа одновременно излучаемых ПСП на абонентской станции по сравнению к центральной;
- индекс "А" соответствует абонентской станции, а "Ц" – центральной.

3. Из (7) получено соотношение
$$\frac{E_{\delta}}{P_0} = \frac{\gamma(M)}{2M \log_2 \frac{2L}{M}} \quad (9)$$

где:

- $\frac{E_{\delta}}{P_0}$ - отношения излучаемой энергии приходящийся на бит информации к уровню однодецибелной компрессии. Формула (9) позволяет из уравнения дальности [4] рассчитать максимальную дальность связи для заданного значения P_0 и $\frac{E_{\delta}}{N_{0Э}}$.

Пример численного анализа.

При анализе была задана база ПСП $L = 128$. Начальное значение $R = 4$. Полагалось, что при полной загрузке на центральной станции выполняется условие $\frac{E_{\delta}}{N_{0Э}} > 20\text{дБ} \Rightarrow$ из (7) $\gamma < 0.46$. Это позволило, пользуясь [4] и зная предельные характеристики УМ, рассчитать максимальную дальность связи равную 30км. По (8) были рассчитаны требования на УМ абонентских станций (рис. 1). Также из (9) был оценен относительный выигрыш в дальности связи при увеличении позиционности СКК (рис. 2).

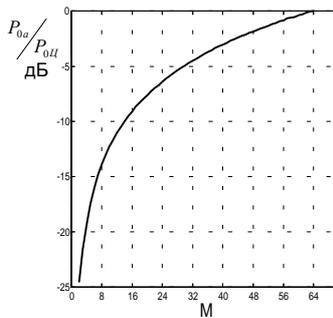


Рис.1. Требования на однодецибелную компрессию абонентских станций по отношению к центральной в зависимости от числа используемых пар ПСП на абонентской станции при

$R = 4; \frac{E_{\delta}}{N_{0Э}} = 20\text{дБ}; L = 128$

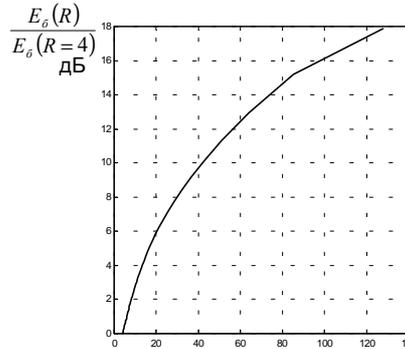


Рис.2. Относительное увеличение энергии приходящейся на бит при увеличении позиционности СКК для

$\frac{E_{\delta}}{N_{0Э}} = 20\text{дБ} \quad L = 128$

Заключение

Полученные в работе формулы позволяют путем выбора соответствующей СКК найти компромисс между спектральной эффективностью и дальностью связи, а также определить требования к линейности УМ центральной и абонентских станций при заданном качестве канала.

На основе представленных формул была спроектирована СВЧ головка приемопередатчика CDMA системы беспроводной телефонной связи, а также скорректирован ряд параметров самой системы. Полученные экспериментальные данные согласуются с результатами теоретических исследований.

Литература.

1. www.itu.int
2. Архипкин В.Я., Иванов П.В. и др. Межканальные помехи в ортогональной CDMA системе с прямым расширением спектра, обусловленные нелинейными искажениями в усилителе мощности, Петербургский журнал радиоэлектроники, 3/2000.
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь, "Связь", Москва, 1979.
4. Справочник по радиолокации, ред. Сколник М., "Советское радио", Москва 1976.



THE WAY SIGNAL-CODE CONSTRUCTION POSITION AFFECTS ORTHOGONAL CDMA SYSTEM PARAMETERS IN TERMS OF NON-LINEAR TRANSMIT-RECEIVE TRACT

Arkhipkin V. Ya., Ivanov P. V., Smolianinov V. M., Sokolov A. G.

State Center of Computer Technologies "Silicon – Telecom – Soft"

103498, Moscow, MIEE, STS

Phone (095) 532-9826, Fax (095) 530-6236, E-mail bsd@access.orgland.ru

Introduction:

We can see now, that for multi channel 3G systems, based on CDMA standard, pseudo noise sequences (PNS) of higher length (128 or 256 chips) [1] are going to be applied. Such condition causes extra requirements to power amplifiers' linearity on central station.

See [2] for typical non-linearity affection to inter-channels' interference level analysis. The analysis was based on group PNS ensemble locking in respect to mostly common signal-code construction (SCC) when FM-2 modulation signal of every quadrature is assigned to one information channel. In this case, CDMA system transmitter radiates synchronized sum of orthogonal phase manipulated signals in accordance with transmitted via separate channels information.

In the analysis [2] we propose the ways to reduce non-linear distortion affection to signal/noise ratio, in particular case, when SCC has lower dynamic range than FM-2 (multi positional SCC). The obvious qualitative conclusion is that dynamic range reduction causes reduction of the requirements to receive-transmit tract linearity or allows connection distance increasing in case of fixed tract's linearity.

The present work continues analysis [2] and dedicated to quantitative analysis of SCC position affection to such parameters of the system as communication distance, spectral efficiency, receive parameters. The analysis is made for typical kind of non-linearity (cube non-linearity), where non-linearity is set by 1 dB compression P_0 , what makes the ratios more comfortable for engineer calculations.

Focused SCC:

The considered in this work SCCs have multi-positional construction. Every informational channel has the set of $\frac{R}{2}$ orthogonal PNS of extra FM-2 manipulation. For the active channel at every time frame there are couple of PNS – one PNS per quadrature. In this case $2 \log_2 R$ of information is transmitted. Maximum number of simultaneously radiated PNS couples at central station is:

$$M = \frac{2L}{R},$$

where L – base of PNS. From (1) follows that the summarized information H transmitted via entire channels equals to:

$$H = \frac{4L \log_2 R}{R}$$

So, it is easy to notice, that R positions' number increasing leads to radiated signal's dynamic range reduction but also reduces spectral efficiency of the system. So, for cellular and pica cellular systems it seems not reasonable to pick $R > 4$ position. But for reley lines and satellite systems (where long distances are needed and receive-transmit tract is clearly non-linear one), such approach might reduce costs substantially.

The Results:

In the result of completed work we have got the following ratios:

1. $\frac{E_0}{N_{03}}$ - energy per bit to noise's equivalent spectral density.

2. $\frac{P_{0A}}{P_{0U}}$ reflect subscriber station's power amplifier (PA) linearity requirements reduction to central PA for

$\frac{E_0}{N_{03}}$ value. The lower comparing to central station number of simultaneously radiated PNS casuses requirements' reduction to PA linearity.

3. $\frac{E_{\sigma}}{P_0}$ - radiated energy per bit of information to 1 dB compression level. Formula 3 allows to calculate from

equation [4] maximum connection distance for set P_0 and $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}}$ value.

Having the listed above ratios we completed quantitative analysis, where PNS $L = 128$ and initial value is $R = 4$. In case the equation $\frac{E_{\sigma}}{N_{0\sigma}} > 20\text{dB}$ is true for full loading on central station, we applied formula 1 to calculate the requirements to PA linearity. So, using [4] and knowing limit parameters of PA, we were able to calculate connection distance $\approx 30\text{км}$. Using formula 2 we have calculated requirements to PA for subscriber stations. Using formula 3 we have assessed relative gain in connection distance in case of SCC positions increase.

Conclusion.

The given formulas allows, by SCC selection, to find compromises between spectral efficiency, connection distance and define the requirements to linearity of PA on central and subscriber station, when the channel's quality is set.

Radio unit for WLL CDMA system was developed and number of system's parameters were corrected in respect to the listed formulas. The experimental data meets the results of theoretical researches.

Bibliography.

1. www.itu.int
2. Arkhipkin V. Ya., Ivanov P. V. Inter-channel distortions in orthogonal DSS CDMA system, caused by non-linear distortions in power amplifier, St. Pererburg radioelectronic magazin, 3/2000.
3. J. Spilker. Digital Satellite Communication, "Communication", Moscow, 1979.
4. Radiolocation Guide, Skolonic M., "Soviet radio", Moscow 1976.