

ПОДВИЖНАЯ СВЯЗЬ

УДК 621.391

КРИТЕРИИ ЛИНЕЙНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВЫХ СИСТЕМ CDMA

С.Ф. Горгадзе, профессор МТУСИ, д.т.н.

А.А. Клинков, аспирант МТУСИ; and_rey85@mail.ru

Ключевые слова: критерии линейности, нелинейные искажения, групповые сложные сигналы, системы связи с множественным доступом на основе кодового разделения каналов, максимально возможный КПД.

Введение. В стандартах сотовой связи с кодовым разделением, таких как CDMA2000 и WCDMA, высокие скорости передачи информации и эффективное использование полосы частот обеспечиваются излучением допустимого числа сложных сигналов (СлС) абонентов $N_{аб}$ на общей несущей. При этом $N_{аб}$ и разброс мощностей СлС с выхода базовой станции (БС) существенно варьируется с течением времени [1–4]. Дальнейшее расширение используемой полосы частот может быть реализовано как путем повышения тактовой частоты СлС, так и на основе частотного дублирования (мультиплексирования) [5]. В результате групповой сигнал с выхода БС описывается стохастической функцией с меняющимися во времени параметрами, приобретая существенную амплитудную модуляцию.

Считается, что усилитель мощности (УМ) таких сигналов должен работать в линейном режиме, для обеспечения которого следует учитывать $N_{аб}$, разброс мощностей СлС абонентов, количество несущих частот, влияние флуктуаций напряжения питания, температурные изменения, старение транзисторов и т. д. [6]. С этой целью необходимо использовать высокоточные методы измерения нелинейных искажений сигналов в УМ, которые часто заменяются критериями их линейности в соответствии с используемыми спецификациями, например, по стандарту 3GPP2TSG-C4.1 [7]. Однако, как показано ниже, эти критерии не позволяют зафиксировать точно амплитудные и фазовые искажения группового СлС, а также выбрать уровень его мощности на входе УМ, при котором могут быть заданы предельно допустимые характеристики этих искажений.

В данной статье проведен сравнительный анализ и разработаны критерии линейности УМ групповых СлС, позволяющие адаптировать режим их работы к меняющимся характеристикам усиливаемого сигнала для обеспечения максимально возможного значения КПД и полезной мощности при допустимом уровне нелинейных искажений.

Режим работы УМ группового СлС. Обычно УМ групповых СлС работают в линейном режиме класса А, что иллюстрируется на рис. 1, где на плоскости идеализированных выходных статических характеристик полевого транзистора построена его динамическая характеристика AB , соответствующая максимальной амплитуде напряжения усиливаемого группового СлС. При этом рабочая точка транзистора выбирается точно на середине AB , а амплитуда сигнала возбуждения должна уменьшаться пропорционально значению пик-фактора группового СлС $\beta_{пик}$, что приводит к существенному недоиспользованию транзистора по мощности ξ , а КПД усилителя оказывается весьма низким.

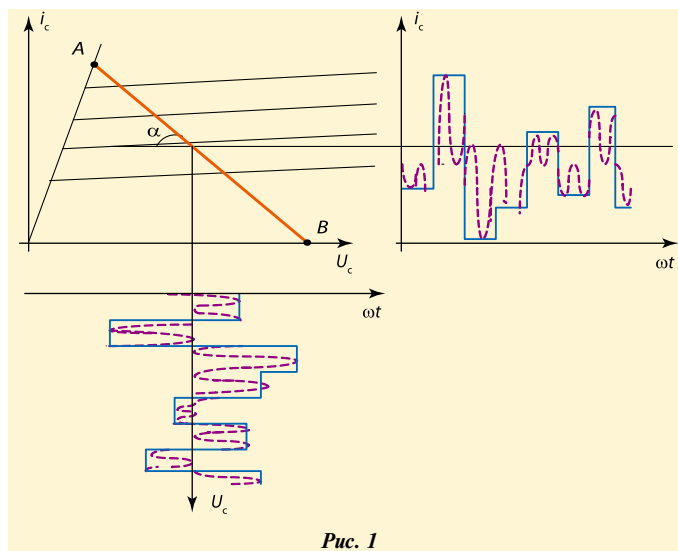


Рис. 1

Зависимости ξ от $N_{аб}$ для групповых СлС стандарта WCDMA показаны на рис. 2. Они получены с помощью имитационного компьютерного моделирования напряжений этих СлС; при формировании их амплитуд использовался датчик случайных чисел, равномерно распределенных на интервале $[0, A]$. При $A = 10$ вышеуказанная зависимость показана сплошной линией, при $A = 20$ — пунктирной линией, а при $A = 30$ — штриховой линией. Штрихпунктирная линия соответствует одинаковым уровням усиливаемых СлС абонентов. Поскольку КПД УМ в режиме класса А при усилении СлС одного абонента с пик-фактором огибающей, равным

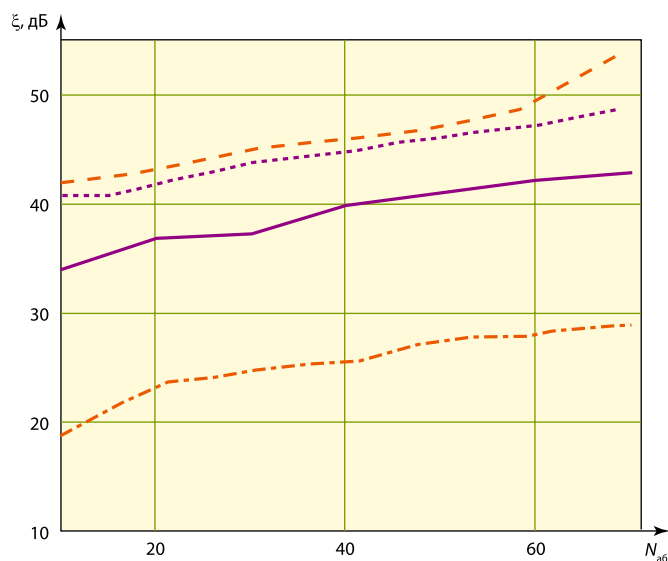


Рис. 2

1, $\eta \approx 50\%$, то при усилении СлС уже 20—30 абонентов в случае режима работы УМ класса А его КПД составит десятки доли процента.

Для повышения КПД передатчиков БС предполагается работа транзисторных УМ с отсечкой тока, т. е. в режимах классов АВ или С, для чего необходимо сместить рабочую точку вправо и вниз по динамической характеристике (см. рис. 1), обеспечивая граничный, а возможно, и перенапряженный режим при усилении участков группового СлС с наибольшим значением огибающей. В этом случае режим работы УМ будет нелинейным, а уровень нелинейных искажений группового СлС не должен превышать допустимый уровень, для чего необходима высокоточная регулировка рабочей точки УМ.

Критерии линейности УМ. Оновным критерием линейности УМ в настоящее время считается Adjusted Conjugate Power Ratio (ACPR). Для стандарта IS-95 он определяется как отношение мощности сигнала на выходе УМ, излучаемой в полосе частот шириной 30 кГц при отстройке от несущей на 750 кГц, к общей мощности в основной полосе шириной 1,23 МГц. Причем требуется, чтобы $ACPR \leq -50$ дБ при выходной мощности в основной полосе, равной номинальной.

Однако, как показали проведенные исследования [9], при использовании СлС с общей несущей нелинейность характеристики УМ слабо влияет на расширение их амплитудного спектра, и образующаяся интермодуляционная помеха (ИП) сосредоточена в полосе частот полезного сигнала. Этот вывод справедлив для случая синхронного излучения СлС, т. е.

когда фронты их элементарных символов синхронны, как это и бывает на выходе БС.

В качестве иллюстрации на рис. 3 приводится амплитудный спектр сегмента реализации группового СлС на входе УМ БС, а на рис. 4 — спектр того же СлС, но на выходе «жесткого» ограничителя. Видно, что после нелинейного преобразования изменилось положение «пиков» спектра, что свидетельствует об изменении временной структуры группового СлС и появлении ИП. В то же время общая структура спектра осталась неизменной.

Характеристики искажений группового СлС при частотно-кодовом разделении в настоящее время исследованы слабо. Однако очевидно, что оценка ACPR в этом случае может зависеть, например, от разброса амплитуд СлС и величины $N_{\text{аб}}$ на каждой несущей. Кроме того, вопрос о том, является ли измерение мощности в полосах частот, определяемых ACPR, оптимальным для оценки искажений, остается открытым. Тем более, нуждаются в исследовании такие вопросы, как чувствительность, дисперсия погрешности измерения и т. д.

Другие количественные критерии линейности УМ связаны с понятием звездной диаграммы — это параметры Error Vector Magnitude (EVM) и Offset IQ [6]. Они показывают, как после нелинейного преобразования сигнала изменяется положение точек его модуляции, т. е. амплитуды и фазы вектора, моделирующего его комплексную огибающую на I/Q-диаграмме. Однако в случае группового СлС вектор, описывающий его амплитуду и фазу на I/Q-диаграмме, за длительность каждого информационного символа меняет свое положение столько раз, сколько символов в формирующей его псевдослучайной последовательности (ПСП) N_s , т. е. до нескольких тысяч раз. Причем при передаче в квадратурных каналах разных информационных потоков, как это имеет место в стандарте CDMA2000, амплитуда и фаза вектора, описывающего групповой СлС в I-, Q-координатах, являются случайными функциями, что существенно затрудняет проведение измерений и не позволяет даже визуально оценить степень искажений.

Кроме того, измерения средних значений длины и фазы вектора ошибки за длительность, например, одного информационного символа, являются измерениями косвенного типа, получаемыми на основе N_s прямых измерений. Причем их случайные погрешности характеризуются дисперсией D , равной сумме дисперсий погрешностей прямых измерений, т. е. D пропорциональна N_s . Тогда, учитывая типичные значения N_s в современных CDMA-системах, получаем, что погрешность измерения ΔU_{cp} и $\Delta \varphi_{\text{cp}}$ за длительность одного информационного символа в несколько тысяч раз больше, чем измерение амплитуды и фазы вектора ошибки простых сигналов, для анализа искажений которых и были предложены критерии EVM и Offset IQ. В действительности эта погрешность будет еще больше, поскольку энергия элементарного импульса группового СлС в среднем в N_s раз меньше энергии информационного импульса соответствующего простого сигнала, что неизбежно приведет к увеличению погрешности каждого измерения.

Ряд критериев, в которых исследуется плотность распределения точек, описывающих фазовую структуру искаженного группового СлС на I/Q-плоскости, имеют те же недостатки, что и критерии, рассмотренные выше.

Однако в CDMA-системах применяется критерий степени искажения сигналов, редко использующийся в системах с простыми сигналами. Он характеризует степень корреляции искаженного СлС и идеального референсного сигнала.

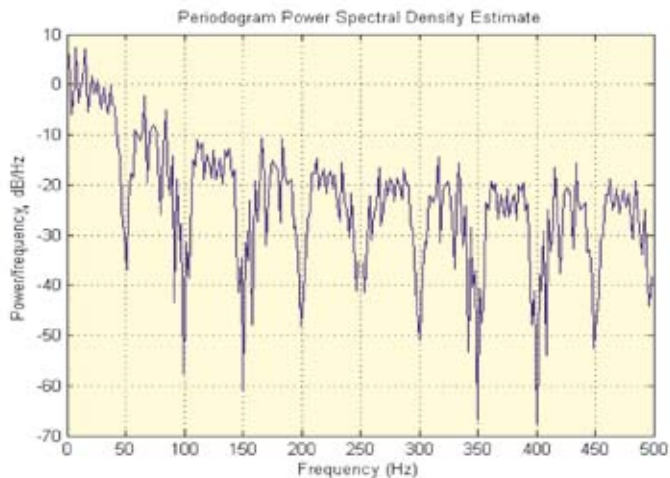


Рис. 3

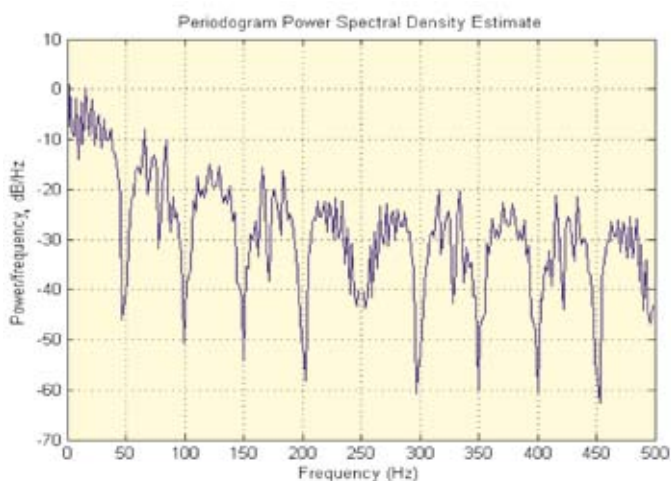


Рис. 4

Корреляционные критерии линейности. Они основаны на измерении параметров взаимно-корреляционной функции (ВКФ) [2,4] СлС на входе и выходе УМ. Типичный вид этой функции, иллюстрируемый ниже, получен с помощью имитационного компьютерного моделирования.

Огибающая квадратурной составляющей группового СлС формировалась путем суммирования N_s ПСП, длина каждой из которых составляла $N_s = 64$ элементарных символа; величина N_s задавалась программно. Кроме того, в программе предусмотрены возможность моделирования случайных сдвигов ПСП относительно друг друга; а также программного увеличения числа отсчетов k , соответствующих одному элементарному символу ПСП, от 1 до 32, так что общее число отсчетов $N_{отс}$ на периоде каждой ПСП может составлять от 64 до 2048. Для организации сдвигов использовался датчик случайных чисел, равномерно распределенных на интервале $[0, 1]$, причем случайное число c_j , извлекаемое с выхода датчика, умножалось на $N_{отс}$. Полученный результат соответствовал циклическому сдвигу j -й ПСП на $c_j N_{отс}$ отсчетов относительно начала их формирования. Моделирование случайных амплитуд суммируемых ПСП осуществлялось путем их умножения на $A c_j^*$, где A — размерная константа, задаваемая программно, $c_j^* = c_j$.

Полученный групповой СлС преобразовывался нелинейным УМ, модель которого базируется на представлении сигнала на его выходе в виде ряда Фурье, т. е.

$$u_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} h_n[D(t)] \cos\{n[2\pi f_0 t + \theta(t)] + f_n(D(t))\},$$

где $D(t)$ и $\theta(t)$ — стохастические функции, описывающие огибающую и фазу группового СлС на входе УМ; f_0 — несущая частота группового СлС; $h_n[\cdot]$ и $f_n(\cdot)$ — характеристики безынерционной амплитудной и фазо-амплитудной нелинейности в n -й спектральной зоне. Наличие последней соответствует явлению амплитудно-фазовой конверсии (АФК), обычно возникающему при использовании мощных УМ. Вид $h_n[\cdot]$ и $f_n(\cdot)$ учитывается при всех $n = 1, 2, \dots$, поэтому без ограничения общности будем рассматривать их лишь в первой спектральной зоне при $n = 1$.

Иллюстрации, приводимые ниже, соответствуют следующему виду функции $h_1[\cdot]$:

$$h_1[D(t)] = \text{si}[D(t)],$$

$$\text{si}[D(t)] = \begin{cases} D(t), & |D(t)| \leq K_0, \\ 1, & D(t) > K_0, \\ -1, & D(t) < -K_0. \end{cases}$$

Типичные виды периодической автокорреляционной (ПАКФ) $D(t)$ и взаимно-корреляционной (ПВКФ) [4] $D(t)$ и $h_1[D(t)]$ функций при $K_0 = 1$ приводятся на рис. 5 и 6 соответственно. Из анализа этих иллюстраций видно, что ПВКФ по виду напоминает ПАКФ из-за наличия ярко выраженного центрального пика, но интенсивность и относительный уровень боковых пиков ПВКФ увеличился, что свидетельствует о появлении ИП.

Очевидно, что о напряжении неискаженной составляющей группового СлС на выходе нелинейного УМ можно судить по величине основного пика ПВКФ, а по среднеквадратическому отклонению ее боковых пиков — об уровне ИП из-за ее псевдошумовой природы [9]. Тогда такие характеристики нелинейного УМ, как коэффициент усиления в нем полезного СлС, уровень неискаженной составляющей полезного СлС на его выходе, а также ухудшение отношения сигнал/помеха, вы-

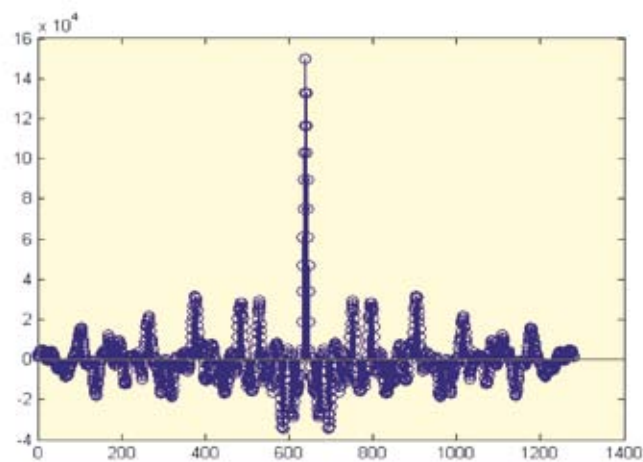


Рис. 5

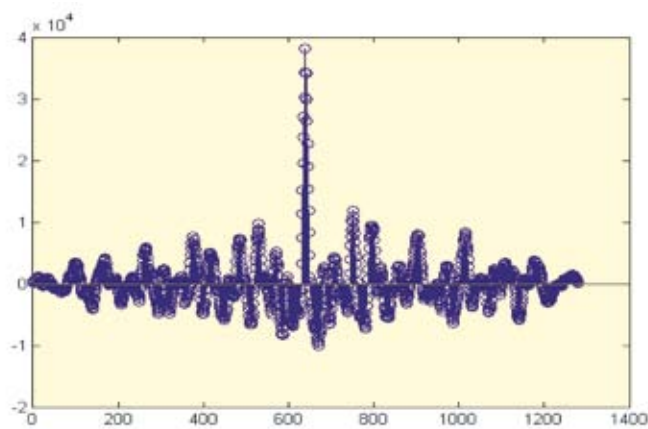


Рис. 6

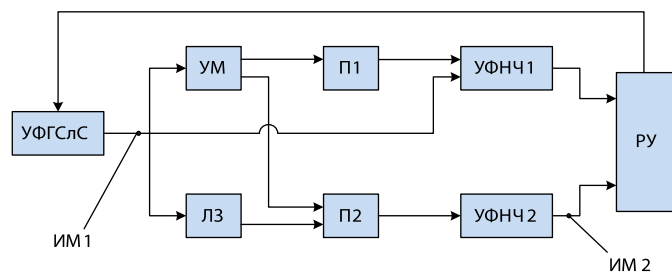


Рис. 7

званное появлением ИП, могут быть измерены в устройстве, показанном на рис. 7. Здесь: УФГСлС — устройство формирования группового СлС, УМ — исследуемый усилитель, П1 и П2 — перемножители, УФНЧ1 и УФНЧ2 — узкополосные ФНЧ, ЛЗ — линия задержки на время nT_s (n — любое целое число, не кратное N_s , а T_s — длительность элементарного символа ПСП), РУ — решающее устройство. На схеме показаны также точки подключения измерителей мощности ИМ1 и ИМ2.

Если отношение сигнал/помеха меньше порогового уровня, то ИП недопустимо велика, и РУ подает сигнал о необходимости смещения рабочей точки УМ. Отметим, что при условии высокоточного измерения отношения сигнал/помеха в этом устройстве, определение порогового уровня допустимых ИП в канале связи является очевидным.

Напряжение на выходе УФНЧ1 соответствует значению центрального пика ПВКФ и согласно [10] пропорционально сумме энергии неискаженной составляющей результирующей

шего сигнала на выходе УМ и взаимной энергии полезного СлС и ИП, т. е.

$$u_{\text{УФНЧ1}} = K_{\text{УМ}} a^2 \int_0^T D_n^2(t) dt + K_{\text{УМ}} a^2 \int_0^T D_n(t) \xi(t) dt, \quad (1)$$

где $K_{\text{УМ}}$ — коэффициент усиления группового СлС в УМ по напряжению, $D_n(t)$ — огибающая группового СлС на входе УМ, нормированная относительно ее наибольшего значения a , $T = N_3 N_{\text{нак}} T_3$ — длительность времени накопления энергии СлС в УФНЧ1, обратная ширине полосы его пропускания $\Delta F_{\text{УФНЧ1}}$, ($N_{\text{нак}}$ — число накапливаемых сигналов при их периодическом повторении на входе УМ, T_3 — длительность элементарного импульса СлС), $\xi(t)$ — функция, описывающая огибающую ИП, нормированная относительно $a K_{\text{УМ}}$.

После интегрирования (1) получим:

$$u_{\text{УФНЧ1}} = K_{\text{УМ}} a^2 N_3 N_{\text{нак}} T_3 + K_{\text{УМ}} a^2 T_3 \sqrt{N_3 N_{\text{нак}}} \zeta, \quad (2)$$

где ζ — случайная величина, представляющая собой результат интегрирования произведения $D_n(t)$ и $\xi(t)$.

В действительности напряжение на выходе УФНЧ1 будет случайной функцией времени, включающей постоянную составляющую (первое слагаемое в (2)) и флуктуирующую (второе слагаемое в (2)). Причем флуктуации будут уменьшаться с уменьшением $\Delta F_{\text{УФНЧ1}}$ и увеличением N_3 , а напряжение на выходе фильтра соответствует энергии неискаженной полезной составляющей.

Тогда коэффициент усиления по напряжению

$$K_{\text{УМ}} = \frac{u_{\text{УФНЧ1}}}{a^2 N_3 N_{\text{нак}} T_3 (1 + \zeta / \sqrt{N_3 N_{\text{нак}}})},$$

где $\zeta / \sqrt{N_3 N_{\text{нак}}}$ вносит случайную погрешность в измерение $K_{\text{УМ}}$, величина которой уменьшается с уменьшением $\Delta F_{\text{УФНЧ1}}$, т. е. в линейном режиме

$$K_{\text{УМ}} = u_{\text{УФНЧ1}} / a^2 N_3 N_{\text{нак}} T_3 = u_{\text{УФНЧ1}} \Delta F_{\text{УФНЧ1}} / a^2. \quad (3)$$

В действительности ζ можно считать случайной величиной, распределенной по гауссовскому закону, что следует из анализа (1), (2) при учете «декоррелирующего» свойства СлС [4] и характеристик ИП [9]. Эта величина имеет нулевое математическое ожидание, поэтому для определения $K_{\text{УМ}}$ достаточно на выходе УФНЧ1 измерить вольтметром среднее $u_{\text{УФНЧ1}}$ и рассчитать искомое по (3).

Мощность полезного группового СлС на выходе нелинейного УМ $P_{\text{с.вых}}$ можно определить при учете его мощности на входе $P_{\text{с.вх}}$, которую можно измерить с помощью ИМ1 (см. рис. 7); тогда $P_{\text{с.вых}} = P_{\text{с.вх}} K_{\text{УМ}}^2$. При этом мощность некоторого i -го СлС на выходе УМ $P_{\text{с.вых}i} = P_{\text{с.вх}i} K_{\text{УМ}}^2$. Иначе эту мощность можно найти, подавая на первый вход перемножителя П2 СлС i -го абонента, а на второй — групповой СлС с выхода УМ. После этого необходимо повторить все операции, описанные выше для группового СлС.

Однако, как показано ниже, погрешность такого определения мощности СлС i -го абонента будет существенно выше, чем измерение по групповому СлС. Кроме того, измеренная мощность как группового, так и одиночного СлС соответствует мощности СлС в канале связи, т. е. до «сжатия» в корреляторе или согласованном фильтре.

Чувствительность метода измерения полезной мощности на выходе УМ определим, учитывая, что согласно (3) при уменьшении $K_{\text{УМ}}$ на $\Delta K_{\text{УМ}}$ значение $u_{\text{УФНЧ1}}$ уменьшится на $\Delta u_{\text{УФНЧ1}} = \Delta K_{\text{УМ}} a^2 N_3 N_{\text{нак}} T_3$. После преобразований полу-

чим: $\Delta u_{\text{УФНЧ1}} = \Delta K_{\text{УМ}} E_{\text{эл.м}} \Delta F_{\text{СлС}} / \Delta F_{\text{УФНЧ1}}$, где $E_{\text{эл.м}}$ — энергия максимального элементарного символа группового СлС, а $\Delta F_{\text{СлС}}$ — ширина полосы частот полезного СлС. В частности, выбирая, например, $\Delta F_{\text{УФНЧ1}} = 100$ Гц и считая, что занимаемая полезным СлС полоса частот $\Delta F_{\text{СлС}} = 1,23$ МГц, получаем, что $\Delta u_{\text{УФНЧ1}}$ в 10 000 $E_{\text{эл.м}}$ больше $\Delta K_{\text{УМ}}$. Дальнейшее повышение чувствительности можно обеспечить путем увеличения базы СлС (в данном случае величины N_3), расширения занимаемой им полосы частот и уменьшения полосы пропускания УФНЧ1.

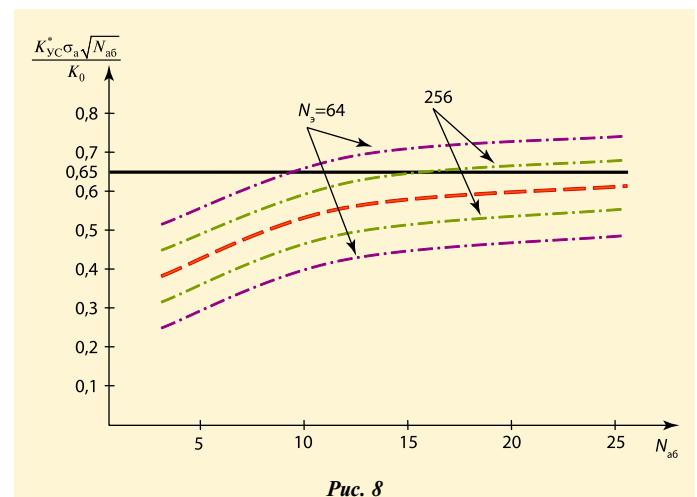
Погрешность измерения мощности СлС определим как дисперсию результата измерения. Она определяется дисперсией математического ожидания второго слагаемого (2) и весьма мала. Это объясняется тем, что дисперсия будет тем меньше, чем меньше $\Delta F_{\text{УФНЧ1}}$, поскольку дисперсия математического ожидания второго слагаемого (2) в $N_3 N_{\text{нак}}$ раз меньше его дисперсии.

Боковые пики ПАКФ группового СлС на рис 6. характеризуют сумму взаимных помех СлС абонентов $P_{\text{вз}}$, образующихся на выходах корреляторов всех их приемников. Мощность этих помех может быть измерена с помощью ИМ2 (см. рис. 7). Тогда доля полной мощности взаимных помех, приходящаяся на i -го абонента $P_{\text{вз}i} = \nu P_{\text{вз}}$, где ν — доля мощности абонента в групповом СлС. При этом отношение $P_{\text{с.вых}} / P_{\text{вз}}$ будет постоянным до тех пор, пока режим работы УМ будет линейным. При наступлении нелинейного режима $P_{\text{с.вых}}$ будет уменьшаться, а $P_{\text{вз}}$ — увеличиваться из-за возникновения ИП.

Чувствительность метода измерения мощности помехи опреляется тем, что при любом увеличении напряжения помеховой составляющей на входе УФНЧ2 напряжение на его выходе увеличивается на величину, пропорциональную $\sqrt{N_3 N_{\text{нак}}}$, а приращение мощности помеховой составляющей пропорционально $N_3 N_{\text{нак}}$, т. е. тем больше, чем меньше ширина полосы пропускания УФНЧ2 [4, 10].

Граница допустимого уровня ИП определяется отношением сигнал/помеха по мощности в полосе фильтров УФНЧ1 и УФНЧ2 для «сжатого» группового или минимального СлС.

Для вышеописанной модели группового СлС проводилась компьютерная оценка величины $K_{\text{УМ}}$ при $N_3 = 64, 256$ и $N_{\text{нак}} = 1$, причем для любого набора значений этих параметров величина $K_{\text{УМ}}$ вычислялась 50 раз, каждый раз для нового набора ПСП с соответствующими значениями их амплитуд и новых сдвигов по времени относительно друг друга. При этом оценка коэффициента усиления соответствует среднему значению $K_{\text{УМ}}$, т. е. $K_{\text{УМ}}^* = M(K_{\text{УМ}})$; вычислялось также среднеквадратическое отклонение этой оценки $\sqrt{D^*}$.



Результаты моделирования иллюстрируются графиками на рис.8 для идеального («жесткого») ограничителя с коэффициентом усиления K_0 , где $K_{\text{УМ}}^*$ показано штриховой линией, а границы доверительного интервала $\varepsilon = [K_{\text{УМ}}^* - 3\sqrt{D^*}, K_{\text{УМ}}^* + 3\sqrt{D^*}]$, соответствующего доверительной вероятности 0,9972 при гауссовской аппроксимации функции распределения $K_{\text{УМ}}^*$, — штрихпунктирными линиями. При этом $K_{\text{УМ}}^*$ и $\sqrt{D^*}$ нормированы относительно $K_0 / \sigma_a \sqrt{N_s}$, где σ_a^2 — дисперсия амплитуд напряжений сигналов на входе УМ, т. е. $\sigma_a^2 = \langle a_{ij}^2 \rangle_{ij}$, величина a_{ij} — амплитуда j -го элементарного символа l -й ПСП. В данном случае символы одной и той же ПСП имеют одинаковые амплитуды.

Результаты теоретического исследования $K_{\text{УМ}}^*$, полученные на основе обобщения формулы (25) из [9], показаны на рис. 8 сплошной линией. Из анализа этого рисунка следует, что расхождение экспериментальных и теоретических результатов при типичном для CDMA-систем значении числа излучаемых на общей несущей СлС, составляющем 23—25, не превышает 10%.

Выводы. 1. Предложенный метод измерения коэффициента усиления $K_{\text{УМ}}$ группового СлС нелинейным усилителем основан на вычислении взаимно-корреляционной функции сигнала на входе усилителя и результирующего сигнала на его выходе. Он позволяет определить долю выходной мощности, приходящуюся на полезный СлС, а также ухудшение отношения сигнал/помеха, вызванное нелинейными искажениями. Последнее может использоваться для установления границы допустимых нелинейных искажений.

2. Метод измерения вышеперечисленных параметров искаженного группового СлС характеризуется высокой чувст-

вительностью и низкой погрешностью, поскольку реализуется путем вычисления корреляционной функции СлС в области ее основного пика.

3. Разработанный метод измерения нелинейных искажений групповых СлС может использоваться для случаев его формирования путем суммирования любого числа сигналов с различными значениями амплитуд на общей несущей частоте или на нескольких несущих.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Vijay K. Garg.** IS-95 CDMA and CDMA 2000. — Indianapolis: Books Craft Inc., 1999.
2. **Феер К.** Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И.Журавлева. — М.: Радио и связь, 2000.
3. **Громаков Ю.А.** Стандарты и системы подвижной радиосвязи. — М.: АОЗТ ЭКО-Трендз КО, 1997.
4. Адресные системы управления и связи / Под ред. Г.И. Тузова. — М.: Радио и связь, 1993.
5. **Смирнов Н.И., Горгадзе С.Ф.** Синхронное кодовое разделение абонентских станций перспективного поколения персональных систем связи // Технологии и средства связи. — 1998. — № 4.
6. **Курушин А., Недера В.** Усилители мощности с высокой линейностью для базовых станций беспроводной связи // Chip News. — 2002. — вып. 7.
7. TIA/EIA-97D by 3GPP2TSG — С.2000 (Спецификация стандарта CDMA2000) / <http://www.3gpp.org/>.
8. Проектирование радиопередающих устройств: Учебник для вузов / Под ред. В.В.Шахгильдяна. — М.: Радио и связь, 2000.
9. **Горгадзе С.Ф., Клинков А.А.** Характеристики интермодуляционных помех при нелинейных преобразованиях совокупностей сложных сигналов // Электросвязь. — 2008. — № 7.
10. **Лезин Ю.С.** Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. — М.: Сов. радио, 1969.

Получено 26.04.09

ИНФОРМАЦИЯ

НОВОСТИ КОМПАНИИ «МФИ СОФТ»

Компании «МФИ Софт» и AudioCodes — производитель решений в области VoIP-технологий и построения голосовых сетей — подтвердили совместимость решений на базе комплекса РТУ со шлюзами AudioCodes Mediant™ и AudioCodes MediaPack™.

В апреле 2009 г. компания «МФИ Софт» представила линейку NGN-решений на базе комплекса РТУ, включающую решения для создания узлов местной, зононой, МГ/МН связи и предоставления современных сервисов на базе IP. Технологическая основа линейки — комплекс РТУ, ставший в 2008 г. первой российской NGN-системой, сертифицированной по новым правилам применения узлов связи с использованием технологии коммутации пакетов.

В ходе тестирования была подтверждена совместимость комплекса РТУ с аналоговыми голосовыми шлюзами семейства AudioCodes MediaPack™. Данные шлюзы используются для подключения аналоговых телефонов и АТС к IP-сетям и организации передачи голоса поверх IP. В ходе тестирования была проверена совместимость на предмет прохождения голосовых вызовов согласно стандарту SIP, передачи фак-

симильных сообщений (Т.38), прохождения DTMF и др.

Также была подтверждена совместимость решения для построения транзитных сетей «РТУ-транзит» и медиашлюзов AudioCodes Mediant™, предназначенных для объединения VoIP-сетей и традиционной телефонии. Использование шлюзов позволяет обеспечить гибкую интеграцию протоколов ОКС7 и VoIP, что необходимо при построении операторских сетей с применением разнородного оборудования.



Компания «МФИ Софт» объявила о завершении продаж и поддержки софтверного коммутатора MVTS I в рамках прекращения развития продукта. Пользователям MVTS I предлагается специальная программа перехода на решение следующего поколения «РТУ-транзит».

Согласно планам «МФИ Софт» продажи программного коммутатора MVTS I в России и странах ближнего и дальнего зарубежья будут прекращены 31 декабря 2009 г. Заключить либо продлить контракты на поддержку решения пользователи

смогут до 1 июля 2010 г. Компания «МФИ Софт» прекратит оказывать услуги по поддержке продукта 1 июля 2011 г. Последний срок возможного выхода коррекционных версий MVTS I с исправлением ошибок — 1 апреля 2011 г.

Компания «МФИ Софт» весной 2008 г. сообщила о намерении прекратить функциональное развитие софтверного коммутатора MVTS I и в приоритетном порядке развивать программный коммутатор нового поколения MVTS Pro, который стал технологической составляющей решения «РТУ-транзит». В мае 2009 г. «МФИ Софт» представило специальную программу перехода на «РТУ-транзит» для операторов связи, использующих MVTS I и желающих расширить возможности управления голосовым трафиком. Программа предусматривает сопровождение и техническую поддержку со стороны инженеров «МФИ Софт» в процессе переноса конфигурации, а также дополнительное сервисное обслуживание в ходе дальнейшей эксплуатации «РТУ-транзит». Кроме того, участникам программы до 1 августа 2009 г. предлагаются специальные ценовые предложения и возможность учета стоимости ранее приобретенного MVTS I.