

Некоторые аспекты моделирования и расчета распределительных сетей кабельного телевидения

В. Германов

В настоящее время системы кабельного телевидения (СКТ) используются не только для многоканальной передачи ТВ, но и передачи различного рода информации в обе стороны. Наряду с традиционной аналоговой и частотной модуляциями начинают все шире применяться цифровая квадратичная модуляция и чисто цифровая модуляция сигналов в каналах. В современных кабельных сетях используются как коаксиальные, так и лазерные оптико-волоконные линии. Появляется возможность использовать кабельные сети для передачи и обмена информацией не только в рамках одного населенного пункта, но и в рамках одной или нескольких стран. Все это приводит к усложнению кабельной сети, увеличению числа каналов, расширению частотного диапазона. Разработка и реализация сети становятся все более трудоемкими и дорогими.

В этих условиях при разработки СКТ необходимы возможно более точное компьютерное моделирование сети, возможность быстрого и полного анализа характеристик передачи сигналов в сети при анализе разных вариантов построения СКТ.

Известные компьютерные программы как правило не обеспечивают необходимых точности, объема расчетов и анализа современных сложных сетей кабельного ТВ. Используемые в них эмпирические формулы вносят зачастую существенные ошибки в расчетах и могут приводить к неоправданным материальным затратам при построении сети.

Наличие большого числа ТВ каналов в современных СКТ сетях или других типов сигналов с ярко выраженными несущими частотами при частотном разделении каналов, приводит к существенному нелинейному взаимодействию между сигналами. В силу регулярности большинства СКТ растров, образующиеся продукты биений накапливаются на определенных частотах и оказывают существенное влияние на качество СКТ сети. Наибольший вклад обычно вносят дискретные CSO (Composite Second Order) и CTB (Composite Triple Beats) композиционные интермодуляционные продукты. CSO/CTB спектр представляет собой продукты нелинейного взаимодействия всех возможных комбинаций второго и третьего порядка сигнальных частот входного раstra и составляет сотни и тысячи интермодуляционных частот распределенных по всей полосе частот СКТ.

Известно, что спектр интермодуляционных продуктов CSO/CTB зависит от входного частотного плана каналов (раstra) и степени нелинейности усилителя. Для того, чтобы найти наихудшие значения CSO/CTB в каналах для данного усилителя, производителями усилителей используется Многоканальная Измерительная Система (МИС), которая может формировать необходимый частотный план каналов. Это чаще всего стандартные проверочные растры как например: CENELEC 29, CENELEC 42, ВК план, US NCTA план и тд.

Однако применяемый реальный рабочий план каналов в какой-либо СКТ сети может существенно отличаться от этих проверочных растров. Возникает вопрос: как определить спектр CSO/CTB и наихудшие их значения в каналах для реального рабочего раstra? Существует много различных эмпирических формул, используемых для пересчета только одного значения - наихудшего значения CSO/CTB из измерительного раstra в другой растр, но все эти формулы с какими-то эмпирически подобранными коэффициентами

отражают только опыт разработки усилителей данного конкретного производителя и не могут быть сколько-нибудь общими. Для анализа сети необходимо знать не только наихудшее значение CSO/CTB в полосе частот, но и конкретное распределение этого спектра по каналам.

Дополнительной и часто очень существенной проблемой в больших сетях является неравномерность АЧХ элементов и системы в целом. Однако производителем проводятся измерения усилителя в стандартных условиях, например, в условиях плоского входа или плоского выхода (за счет компенсации неравномерности АЧХ входным сигналом) усилителя. В реальных многокаскадных системах, неравномерность АЧХ данного элемента сети будет определяться не только этим конкретным элементом сети, но и суммарной неравномерностью АЧХ предыдущих каскадов. Естественно, в этих условиях может существенно измениться и CSO/CTB спектр данного элемента по сравнению лабораторными измерениями и данными производителя. Таким образом ошибка пересчета CSO/CTB спектров из одного раstra в другой с помощью эмпирических формул будет неопределенна.

Ошибка вычисления может возникнуть также в том типичном случае, когда частоты наихудших значений CSO/CTB для каскадируемых элементов не совпадают. Тогда реальный уровень CSO/CTB каскадируемых элементов может быть существенно лучше, нежели вычисленный по эмпирическим формулам, когда полагают, что наихудшие значения CSO/CTB лежат на одной частоте.

Часто для улучшения параметров сети устанавливается определенный наклон АЧХ элементов. В этом случае, расчет CSO/CTB спектра еще более осложняется. Разные усилители показывают разный выигрыш от использования подобного наклона уровней сигналов. Этот наклон, однако, в зависимости от типа усилителя, приводит иногда даже не к улучшению, а к ухудшению интермодуляционных помех. Поэтому и в этом случае использование эмпирических формул для вычисления CSO/CTB значений весьма проблематично.

В связи с этим возникает актуальная задача - возможность расчета полного спектра CSO/CTB для произвольного рабочего раstra с произвольной неравномерностью амплитуд входных и выходных сигналов для данного элемента сети.

Интересной задачей было бы также поиск оптимального плана, обеспечивающий наименьшее значение CSO/CTB в каналах.

1.Вычисление CSO/CTB спектров нелинейных элементов:

Положим, что входной сигнал нелинейного элемента (усилителя) содержит N немодулированных CW (Continues Wave) RF (Radio Frequency) несущих:

$$x = \sum a_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (1)$$

Для данного нелинейного элемента можно определить нелинейную передаточную функцию «А», зависящую от характеристик элемента и не зависящую от типа раstra и параметров входного сигнала, с помощью которой возможно представление выходного сигнала «у» как некоторую функцию входного сигнала «х». Алгебраически это можно записать как: $y = Ax$.

Построить теоретически подобную передаточную функцию даже для простейших усилителей, в силу значительного числа трудноучитываемых паразитных параметров, очень трудно. Однако ее можно синтезировать для данного нелинейного элемента на основании результатов измерений спектра CSO/CTB для какого-нибудь раstra. Поскольку

подобная передаточная функция не зависит от типа входного сигнала (и неравномерности входной АЧХ), мы можем вычислить полный выходной спектр и в том числе спектр *CSO/CTB* для произвольного частотного плана каналов, который может как угодно отличаться от частотного плана каналов при первоначальном измерении и синтезе нелинейной передаточной функции. В работе [3] показан алгоритм вычисления коэффициентов подобной нелинейной передаточной функции.

Рис 1, 2 представляют *CSO/CTB* спектры, вычисленные для усилителя №2. Короткие черточки - это контрольные значения *CSO/CTB* измеренные на МИС. Каналы показаны вертикальными серыми полосами.

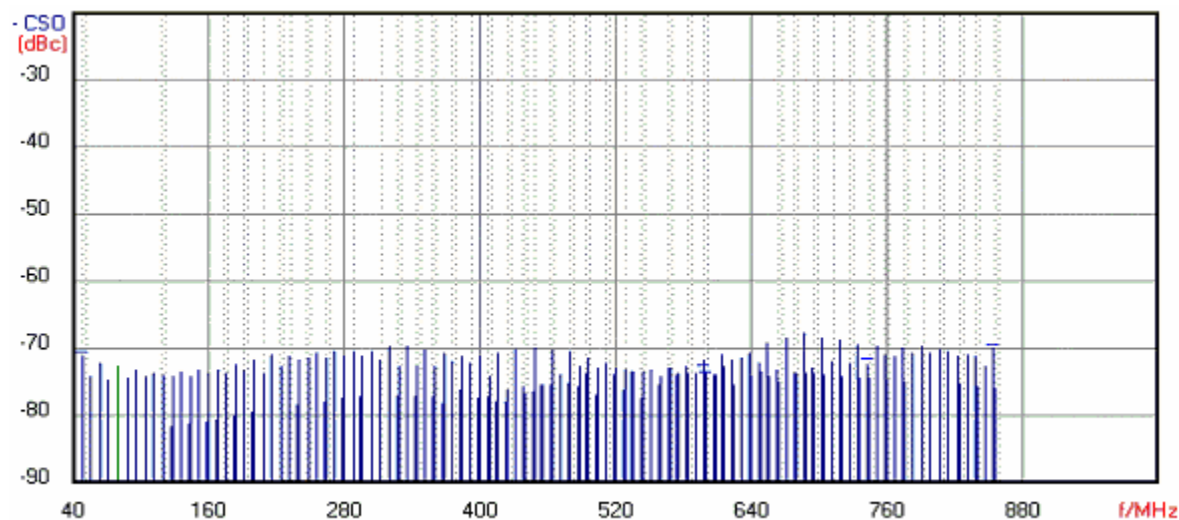


Рис.1: Расчетный *CSO* спектр для усилителя №2. Короткие горизонтальные черточки-*CSO* значения, измеренные для того же раstra CENELEC42 с помощью МИС.

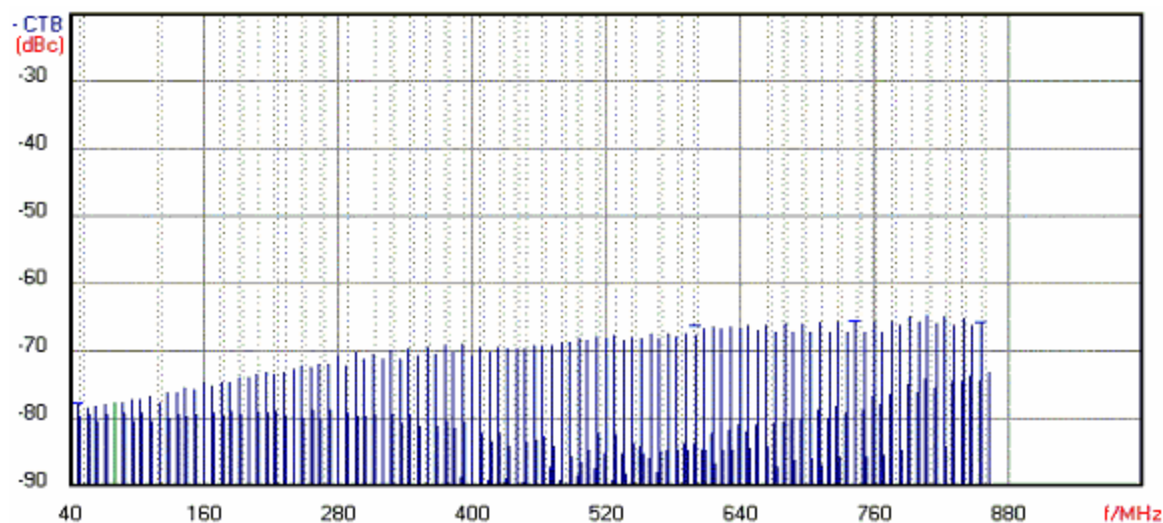


Рис.2 Расчетный *CTB* спектр для усилителя №2. Короткие горизонтальные черточки-*CTB* значения, измеренные для того же раstra CENELEC42 с помощью МИС.

Можно видеть хорошее совпадение расчетных результатов с измеренными.

Синтез нелинейной передаточной функции позволяет проводить расчет полного спектра CSO/CTB для произвольного частотного плана каналов и произвольной неравномерности АЧХ линии. Возможен также учет наклона АЧХ.

Для расчета CSO/CTB спектров и шумов в оптической лазерной СКТ системы возможно использование физической модели лазера с уточнением физических параметров лазера в соответствии с результатами измерения CSO/CTB спектров. Необходимо учитывать также влияние паразитной частотной модуляции в лазере (chirp) и наличие дисперсии в оптическом волокне. Это позволяет вычислять полный спектр интермодуляционных продуктов CSO/CTB и шумов в СКТ системе во всем частотном диапазоне.

Для лазеров с прямой модуляцией возможно также использование изложенной выше методики расчета CSO/CTB спектров, однако лазеры с внешней модуляцией требуют несколько иного подхода и учета дополнительных факторов, что, за ограниченностью места, не будет освещаться в настоящей статье.

2. Влияние CSO/CTB/CNR спектров на BER в цифровых QAM каналах:

Использование MPEG 2 (Motion Picture Expert Group) стандарта сжатия и передачи телевизионного изображения позволяет в полосе канала 8 МГц передавать до десяти ТВ программ одновременно. Идея стандарта MPEG 2 основана на передаче, в основном, только изменяющейся части ТВ изображения, вычисления промежуточных кадров изображения, использования Reed-Solomon корректирующих кодов, позволяющих исправлять определенное число неверно принятых символов и квадратичной амплитудной модуляции QAM. Первоначально информация в цифровой форме в виде единиц и нулей объединяется в пакеты определенной длины с синхронизирующими символами и дополняется последовательностью корректирующих символов, вычисленной для данного пакета. QAM модуляция ставит в соответствие определенному информационному символу - комбинации определенного числа единиц и нулей – два ортогональных I и Q сигнала с определенной комбинацией амплитуд и фаз каждого из них. На приемном конце линии производится демодуляция QAM сигнала и коррекция ошибочно принятых символов с помощью FEC (Forward Error Correction) схемы. Подобное представление исходной информации позволяет существенно снизить требуемую частотную полосу передачи.

I/Q диаграмма цифрового канала QAM 64 при наличии помех показана на рис.3. Каждая из точек этой диаграммы представляет собой один QAM64 символ, состоящий из 6 бит. Символ это вполне определенная для данного QAM типа комбинация бит. Например, выделенный на рис.3 стрелкой символ соответствует последовательности бит 000011. Его сосед справа – 000111, сосед снизу – 000001, сосед слева – 000010, сосед сверху – 001011 .

Из рис.3 видно, что наличие помех и шумов может привести к смещению I/Q компонент QAM сигнала в сторону соседних символов, что может привести к неверному декодированию QAM сигнала. Корректирующие коды, такой как Reed-Solomon код, позволяют скорректировать определенное число символов в пакете. Так в пакете с Reed-Solomon кодом (204,188) возможно исправление до 8 ошибочно принятых символов.

Важной характеристикой качества передачи цифровых сигналов является параметр BER (Bit Error Rate) – отношение числа неверно принятых бит к общему числу передаваемых бит.

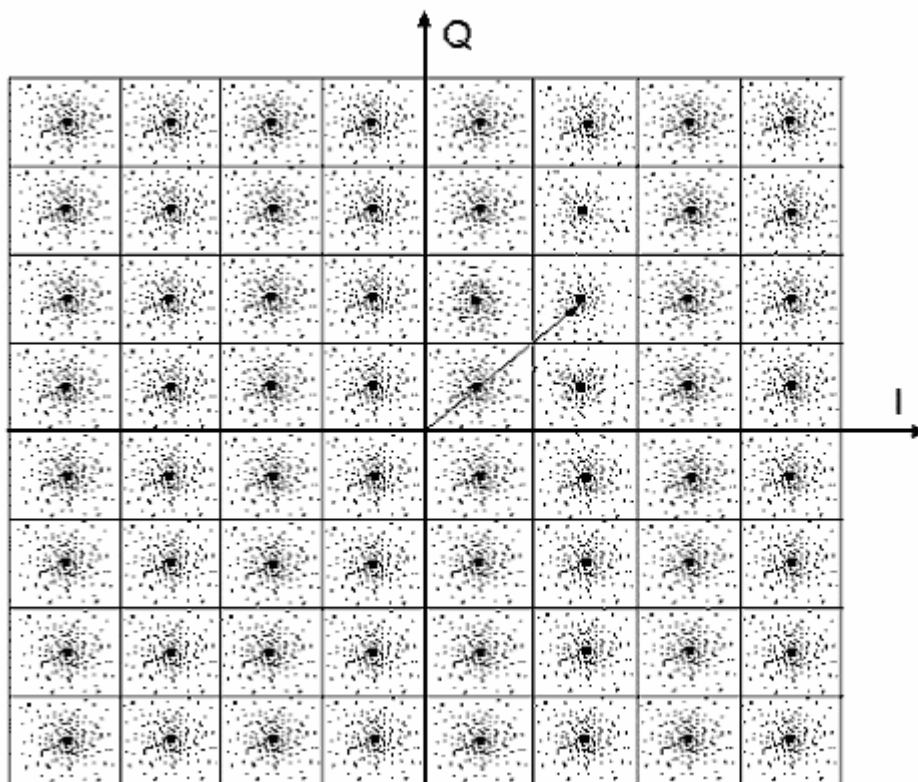


Рис.3: I/Q диаграмма QAM64 сигнала при наличии помех. Выделенный стрелкой символ 000011.

Исторически, ухудшение BER в цифровых каналах связывалось прежде всего с белым гауссовским шумом. Reed-Solomon код позволяет очень эффективно корректировать ошибки, вызванные гауссовским шумом. Однако позже в ряде статей было показано существенное влияние негауссовского импульсного шума [4-5], комбинированного с белым гауссовским шумом, на ухудшение BER [6-13] в лазерных оптических линиях со смешанными AM/QAM каналами. Было показано уменьшение эффективности FEC при наличии импульсного негауссовского шума [8, 12] - рис.4 (CINR- Carrier to Intermodulation Noise Ratio-отношение сигнала к сумме гауссовского и импульсного шумов).

Было выдвинуто предположение, что импульсные помехи и связанное с ними уменьшение эффективности исправления ошибок определяются clipping-эффектом – отсечкой тока (лазерного режима) в полупроводниковом, непосредственно модулированном DFB (distributed feedback) лазере. Однако для типичных коэффициентов модуляции clipping - эффект не доминирует в DFB лазерах. Часто бывают выражены значительно сильнее другие нелинейные эффекты такие как ток утечки, различные механизмы дополнительного разогрева носителей и т.д.[2,14].

Имеются не только оптические СКТ сети, но и коаксиальные СКТ сети со смешанными AM/QAM каналами в которых BER будет также ухудшаться.

СКТ сеть содержит много каскадированных нелинейных элементов, оптических и коаксиальных. Каждый из этих нелинейных элементов будет вносить ухудшение в суммарный BER сети. Важно определить BER в конце сети, но невозможно определить BER сети на основе BER для каждого отдельно взятого элемента.

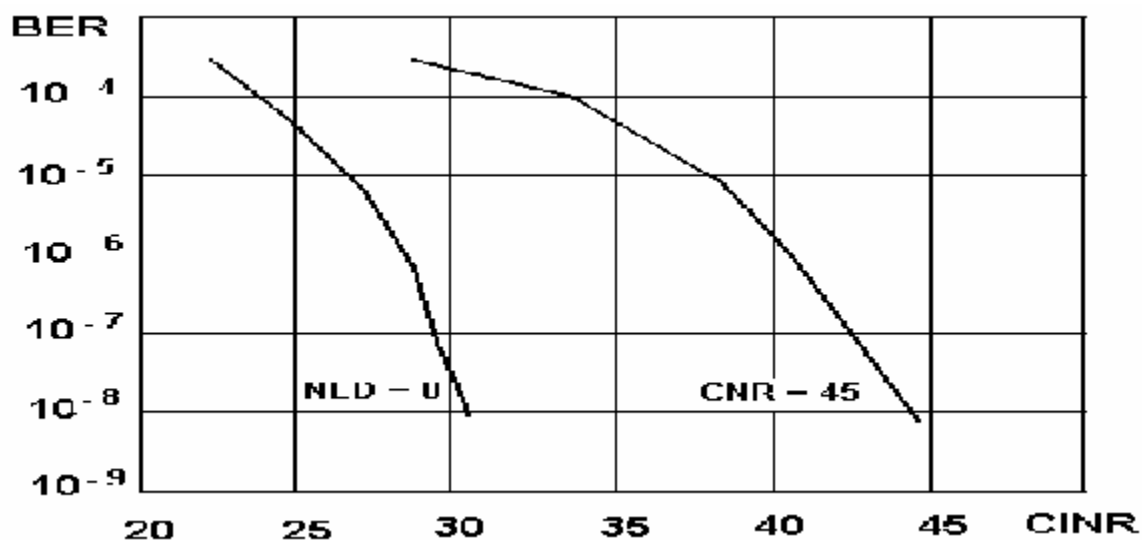


Рис.4: $BER=f(CINR)$. 42CW каналов и один QAM64 канал в оптической передающей системе (NLD = 0 соответствует чисто гауссовскому шуму) [K.Pham, J.Konradi a.o., IEEE Journal of LW Technology, Nov.1995].

В ряде статей [7, 9, 13] были представлены измеренные временные характеристики суммы шумов и интермодуляционных продуктов в оптической линии внутри QAM канала на промежуточной частоте (ПЧ). Однако QAM сигнал декодируется не на ПЧ частоте в полосе 8 МГц, а в базовой полосе 0-4.0 МГц, в которой выделяются снова I and Q компоненты с помощью смешивания сигнала в центре QAM ПЧ канальной полосы с сигналом гетеродина. Таким образом, базовая полоса канала для I и Q компонент оказывается в два раза уже полосы QAM канала на ВЧ и, соответственно, частотный спектр и соответствующая ему временная характеристика будет совершенно другой.

Мы провели временные и спектральные измерения в базовой полосе 0 - 4 МГц QAM64 сигналов для смешанного AM/QAM плана каналов [15].

Экспериментальная установка:

На рис.5 показана экспериментальная установка. Установка была собрана на фирме SIEMENS г. Р. Блоком. QAM каналы были генерированы 64QAM модуляторами по стандарту Digital Video Broadcasting. Пакет содержал Reed-Solomon (204,188) код. Битовая скорость передачи - 41.25 Mbit/s, и символьная скорость передачи 6.875 Msymb/s, полоса канала 7.8 МГц. Матричный генератор генерировал немодулированные CW несущие согласно европейскому плану частот от 48.25 MHz до 855.25 МГц с различным числом каналов (60-90). Уровень 64QAM каналов был, в соответствии со стандартом, на 10 dB меньше CW несущих. Комбинированные CW и QAM сигналы образовывали входной сигнал для коаксиальной СКТ линии или модуляционный сигнал для DFB лазера в случае измерений в оптической сети.

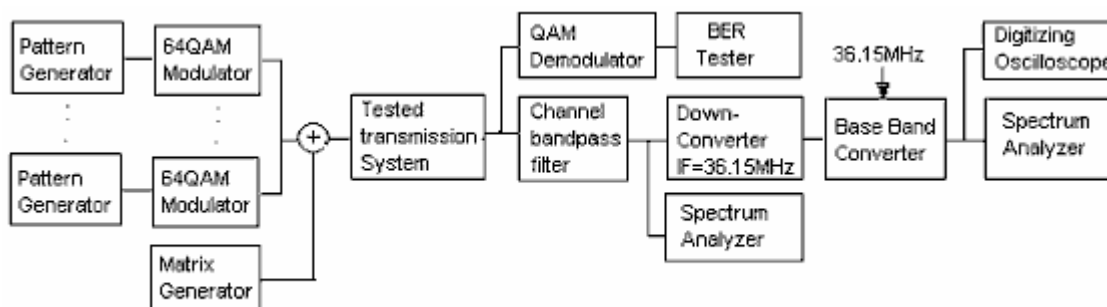


Рис.5: Экспериментальная установка для измерений в гибридной Аналог/64QAM передающей системе.

Выходной ВЧ сигнал с выхода измеряемой передающей системы (с выхода оптического приемника для оптической- и с выхода последнего усилителя для коаксиальной передающей системы) разветвлялся к QAM демодулятору и измерителю BER, а также на другую часть установки для частотных и временных измерений в QAM канале. Канал выделялся с помощью полосового фильтра канала и дополнительного аттенюатора с целью уменьшения отражений и влияния соседних каналов. С помощью спектрального анализатора измерялись белый шум (CNR) и спектр CSO/CTB в канале. Понижающий конвертор переносил ВЧ канал в полосу ПЧ с центром на 36.15 МГц. Далее, смешивая сигнал ПЧ с 36.15 МГц гетеродином конвертора базовой полосы, сигнал ПЧ преобразовывался в базовую полосу 0 - 4 МГц. Таким образом, моделировалось выделение I или Q компонент QAM сигнала. Временные характеристики искажений измерялись с помощью цифрового осциллографа при триггерном запуске развертки по достижению сигналом определенной амплитуды. Частотный спектр помех в базовой полосе наблюдался с помощью анализатора спектра. Сигналы в измеряемом канале и в соседних каналах выключались при измерении шума и помех. Все CSO/CTB и CNR данные отнесены к уровню CW сигнала.

Оптическая передающая система содержала DFB непосредственно модулированный лазер, 6 километров оптического одномодового волокна и оптический приемник. Коаксиальная передающая линия содержала три каскадно соединенных усилителя с аттенюаторами в качестве эквивалента коаксиальной линии.

Измерения:

Сначала мы исследовали влияние чисто гауссовского шума в коаксиальной системе.

Ошибки, обусловленные чисто гауссовским шумом при CNR лучше чем 32 dB (в этом случае все CW каналы выключены), очень хорошо корректируются FEC схемой, $BER \approx 10^{-5}$ перед FEC и $BER \approx 10^{-10}$ после FEC.

Ситуация однако изменяется, также как и в оптической линии [8, 12], в присутствии дискретных CSO/CTB продуктов (CW каналы были включены). При 65 CW и 10 QAM каналов было получено, что в 64QAM канале на 434 МГц, CSO/CTB ≈ 52 dB, CNR ≈ 48 dB дают $BER = 3 \cdot 10^{-6}$ до - и $BER \approx 10^{-7}$ после FEC. Для канала 858 МГц при CNR ≈ 48 dB и CSO/CTB ≈ 51 dB, $BER \approx 10^{-6}$ до- и 10^{-7} после FEC. В данном случае, при включении CW каналов, эффективность FEC упала практически до нуля. Коррекции ошибочно принятых символов практически не происходит. Конечно эти значения CSO/CTB достаточно плохи для СКТ канала, однако, в присутствии неравномерности АЧХ в большой кабельной сети,

подобные значения CSO/CTB в каком-то из QAM каналов возможны. Таким образом, граница эффективности FEC (некорректируемые более ошибки) наблюдается не только для модулированного лазера, но и в обычной коаксиальной системе с усилителями. Это позволяет предположить, что граница эффективности FEC для многоканальной AM/QAM SKT системы имеют одинаковую природу и в коаксиальной и в оптической передающей системах.

При включенных CW каналах, как это уже описывалось выше, за счет нелинейности элементов сети происходит образование спектра композиционных интермодуляционных продуктов CSO/CTB.

На рис.6,7 показаны спектры интермодуляционных продуктов в базовой полосе в QAM каналах коаксиальной и оптической линий. После преобразования в базовую полосу частот, CSO/CTB продукты сформировали гармонический ряд с первой гармоникой $f_1 = 0.25$ МГц, Гармоника с наибольшим уровнем имеет частоту $f_m = 2.75$ МГц.

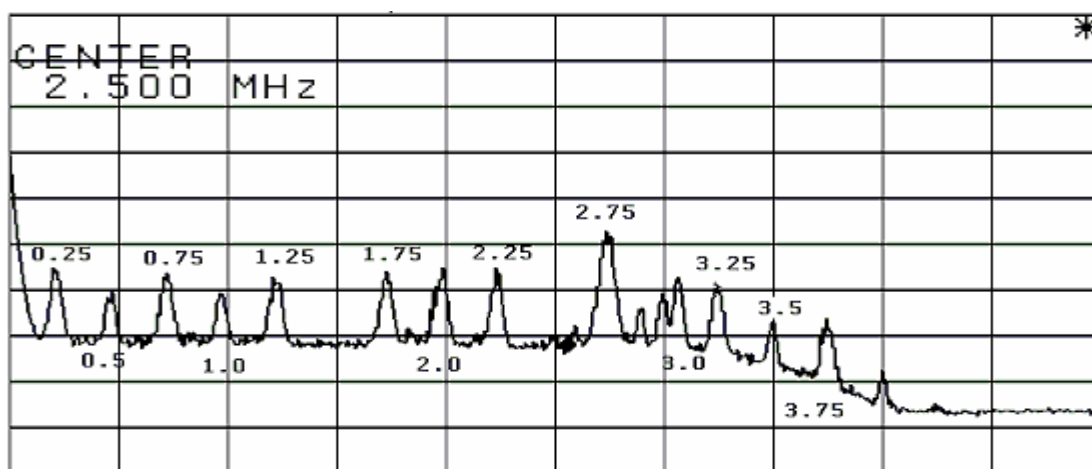


Рис.6: Коакс. передающая система. Гармоники в базовой полосе канала 434 МГц. Цифры в МГц. Цена деления: гориз.- 0.5 МГц, верт.- 10 dB.

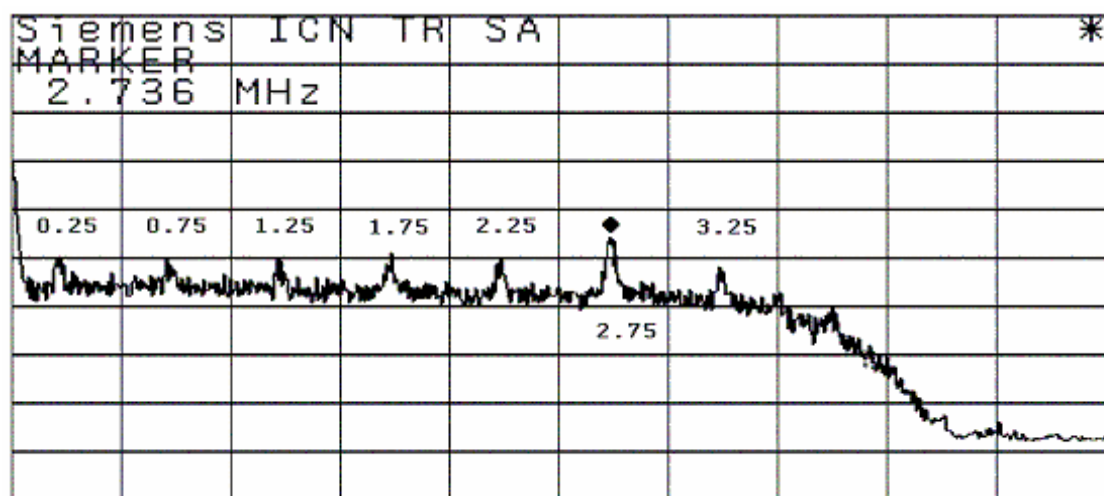


Рис7: Оптич. передающая система. Гармоники в базовой полосе канала 858 МГц. Цифры в МГц. Цена деления: гориз.- 0.5 МГц, верт.- 10 dB.

Гармонические последовательности рис.6,7 будут формировать в базовой полосе периодическую временную последовательность с периодом $T = 4 \mu\text{s}$. Рис.8,9 представляют результаты временных измерений в базовой полосе QAM64 канала.

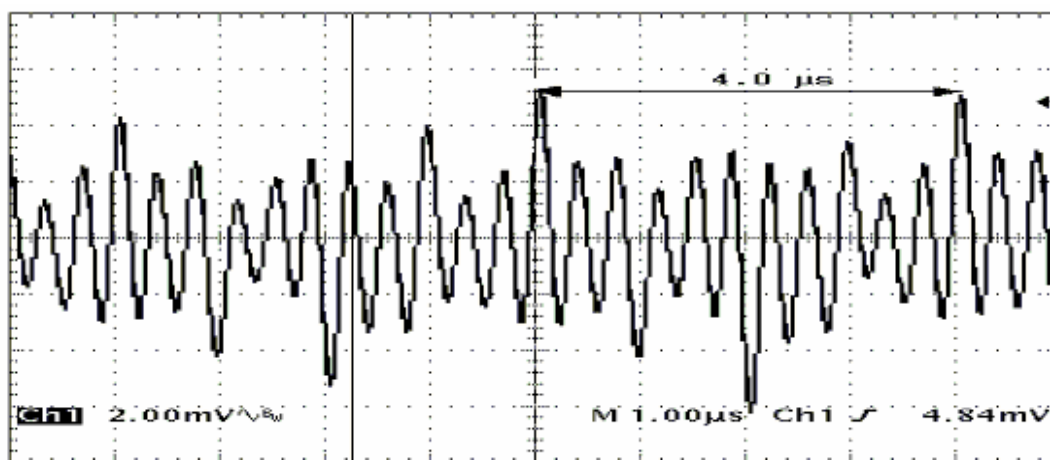


Рис.8: Временные измерения помех в базовой полосе канала 434 МГц (коакс. передающая система).

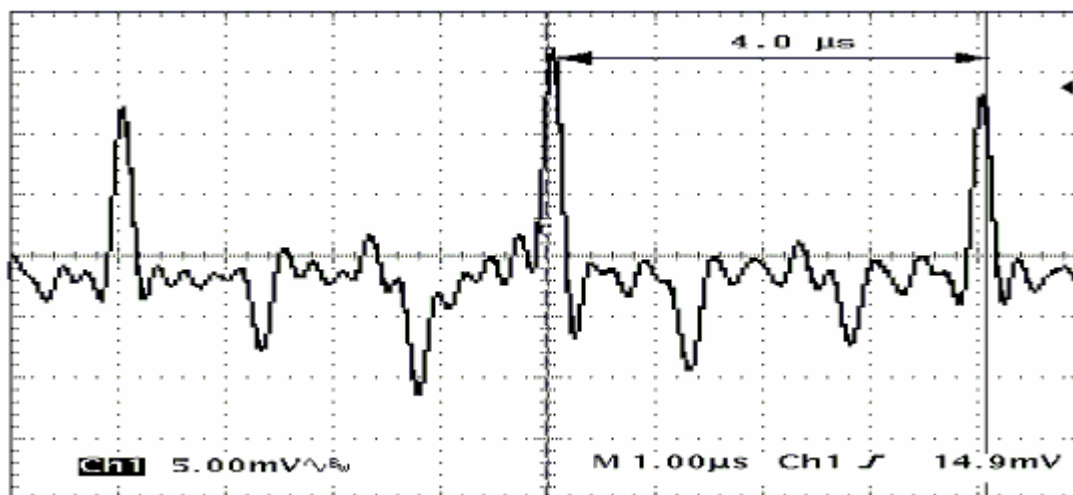


Рис.9: Временные измерения помех в базовой полосе канала 858 МГц (оптич. передающая система).

P

Из рис.8,9 видно (и множество измерений подтвердили это), что и в оптической и в коаксиальной линии, спектр CSO/CTB интермодуляционных продуктов формируют в базовой полосе QAM канала периодическую импульсную последовательность с периодом $T = 1/f_1$, где f_1 есть первая гармоника в базовой полосе цифрового канала. Эта цикличность импульсной последовательности, образованной за счет спектра CSO/CTB, и является причиной понижения эффективности схемы коррекции ошибок.

Реально, фазовые соотношения во входной последовательности изменяются со временем и амплитуда импульсов также будет меняться. На рис.10 показана пачка импульсов в базовой полосе для QAM канала 858 МГц.

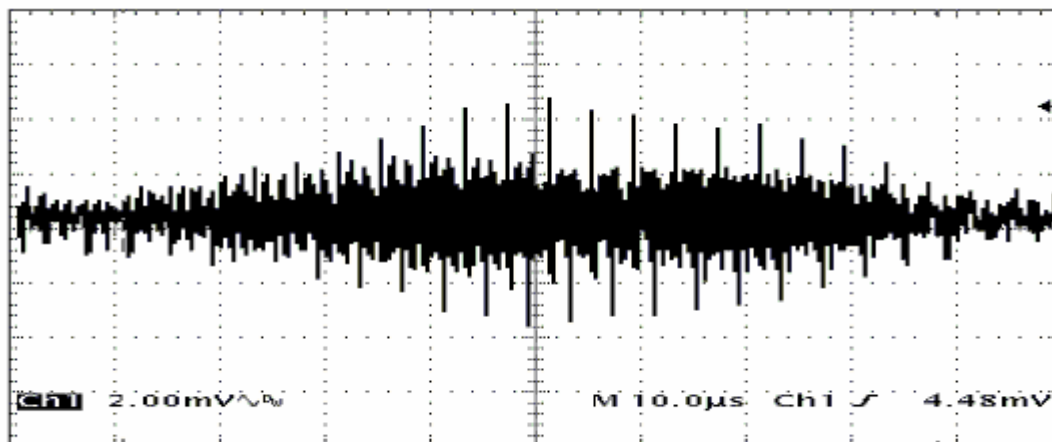


Рис10. Коакс. передающая система. Пачка импульсов в базовой полосе канала 858 МГц. Цена деления 10 μ s.

Длительность измеренных пачек импульсов порядка 60-90 μ s, что почти в 2 раза больше длительности пакета данных

3.Интермодуляционный шум в коаксиальных и оптических СКТ нелинейных элементах:

Обратный канал СКТ содержит главным образом QAM и QPSK сигналы. В отличие от аналоговых каналов, частотный спектр QAM или QPSK каналов довольно равномерен в канале и напоминает спектр белого шума. Интермодуляционные продукты от таких каналов будут иметь шумообразный спектр, обусловленным так же как и CSO/CTB спектр дискретных интермодуляционных продуктов, нелинейностью второго и третьего порядков.

Поскольку частотный спектр QAM или QPSK каналов довольно равномерен в канале, можно рассматривать входной сигнал лазера или усилителя обратного канала как белый шум. Нелинейность лазера или усилителя приводит к образованию собственного широкополосного шума, обусловленного интермодуляционным взаимодействием второго и третьего порядка для частот входного сигнала. Для диапазона частот обратного канала не существует многоканальной измерительной системы. Как можно определить нелинейные искажения и шумы нелинейного элемента?

Американскими учеными О. Снежко и Т. Вернером был предложен в 1997 году [16,17] весьма интересный метод измерения интермодуляционного шума и оценки качества оптической лазерной системы обратного канала - метод Notch-фильтра (рис.11), который уже стал стандартом во всем мире для обратного канала. На вход нелинейного объекта измерения (оптич. сеть или усилитель) подается широкополосный блок шума от шумового генератора с вырезанной, с помощью узкополосного, с высоким уровнем загораживания (около 80 дБ) режекторного фильтра, щелью (Notch).

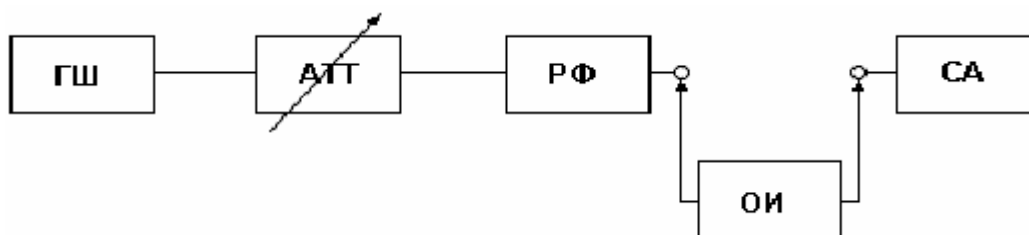


Рис.11. Измерительная установка метода Notch-фильтра. ГШ-генератор шума, АТТ – перестраиваемый аттенюатор, РФ- режекторный фильтр с полосой заграждения около 100 КГц и уровнем заграждения около 80 дБ, ОИ- объект измерения, СА- спектраллизатор.

С выхода измеряемого объекта сигнал подается на спектраллизатор. Измеряется шум в щели. Шум в щели будет состоять из трех компонент – усиленного остатка от вырезанного в щели входного шума, собственного шума объекта измерения и интермодуляционного шума от широкополосного шумового сигнала - рис 12.

С увеличением уровня мощности входного шумового блока, измеряемое на выходе нелинейного объекта отношение мощности сигнала к мощности полного шума в щели - CINR (Carrier to Intermodulation Noise Ratio), будет сначала увеличиваться, а затем - уменьшаться. Уменьшение отношения CINR связано с увеличением уровня интермодуляционного шума в щели.

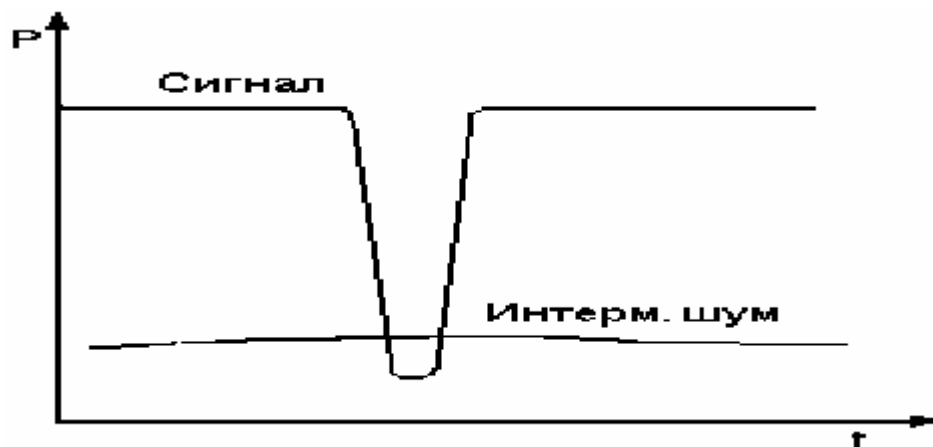


Рис12. Измерения уровня шумов в вырезанной щели.

Построив зависимость отношения плотности мощности шумового сигнала на выходе(входе) плотности мощности шума в щели, можно определить динамический диапазон нелинейного объекта (лазерной оптической системы, кабельного усилителя и т.д.). Далее можно определить допустимые нижнюю и верхнюю границы плотности мощности реального цифрового QAM/QPSK сигнала.

Идея этих измерений очень интересна, однако разработка узкополосного режекторного фильтра с высоким уровнем заграждения и производство подобных измерений достаточно трудоемки. Трудно перенести результаты измерения на произвольное распределение разного типа сигналов в обратном канале. С использованием рассмотренной выше [3] методики синтеза нелинейной передаточной функции возможно численное моделирование метода Notch-фильтра [15].

На рис. 13, 14 показаны измеренные и рассчитанные по CINR кривые для усилителей обратного канала как функция плотности выходного сигнала.

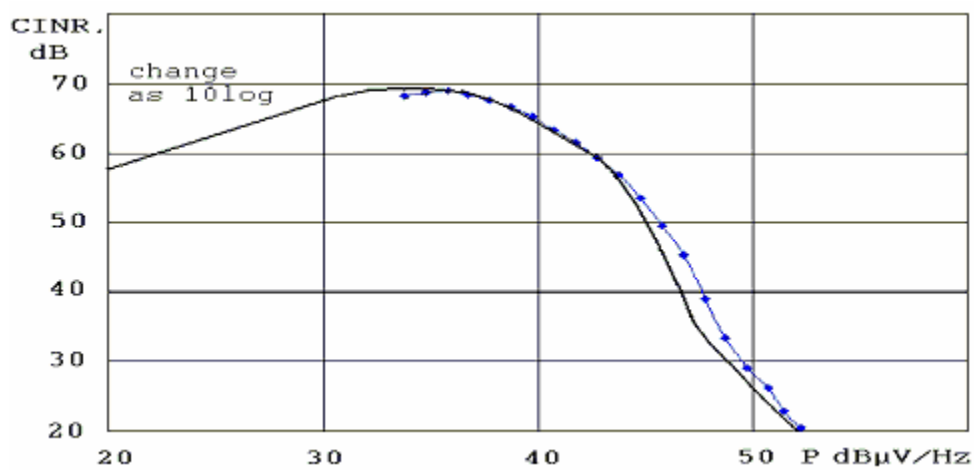


Рис13: $CINR = f(P_{out})$, Расчет по[15], линия с точками - измерение, Усилитель No. 1, (полоса частот 5-30 МГц, частота notch-фильтра – 18 МГц)

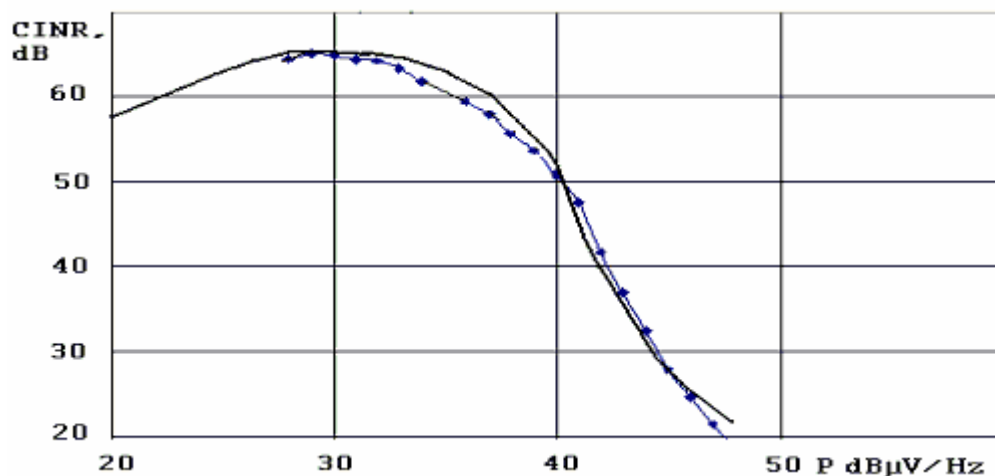


Рис. 14: $CINR = f(P_{out})$, Расчет по[15], линия с точками - измерение. Усилитель No. 2, (полоса частот 5-65 МГц, частота notch-фильтра -35 МГц,)

Можно видеть, что увеличение полосы частот усилителя обратного канала приводит к смещению наибольшего значения CINR в сторону более низких уровней сигнала. Усилитель обратного канала не может работать в области быстрого спада CINR. Точку начала быстрого спада CINR можно принять за верхнюю границу допустимой плотности выходного(входного) сигнала обратного канала.

Заключение:

Настоящая статья посвящена некоторым актуальным задачам расчета и анализа шумов и интермодуляционных помех в современных системах кабельного телевидения. Особенность интермодуляционных помех заключается в том, что их уровень существенно зависит не только от сложности и размера сети кабельного телевидения, но и в значительной степени от числа каналов в системе кабельного телевидения, их частотного плана и уровней сигналов. Образуя импульсную последовательность на видео-частотах, *CSO/CTB* спектр приводит к характерным экранным помехам, а в случае MPEG 2 каналов может существенно ухудшить эффективность системы коррекции ошибок.

В обратном канале имеют место шумоподобные интермодуляционные помехи, которые могут резко возрасти при увеличении уровня сигналов в обратном канале свыше определенной границы. Учет влияния интермодуляционных помех производится сегодня с помощью метода Notch-фильтра.

Трудности расчета шумов и помех в обратном канале при проектировании обратного канала связаны с необходимостью учета влияния на прохождение обратного сигнала из какой-либо точки сети кабельного телевидения акумулирующихся шумов и помех во всей сети. Учет подобного влияния, так же как и расчет интермодуляционных спектров *CSO/CTB* в современных сложных системах кабельного телевидения, уже не может быть произведен с помощью карманного калькулятора.

В заключение автор считает своим приятным долгом поблагодарить г.г. Р.Нойбергера и Т.Байера за полезные дискуссии и поддержку, сотрудников фирм FUBA, SPAUN, KATHREIN, SIEMENS за помощь при проведении измерений.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Kenneth A. Simons, "The decibel relationships between amplifier distortion products", Proc. of the IEEE, 1970, 58, (7), pp.1071-1086.
- [2] V.B. Gorfinkel, S. Luryi, "Fundamental limits for linearity of CKT lasers", J. Lightwave Technology, 1995, 13, (2), pp.252-260.
- [3] V. Germanov, "Calculating the CSO/CTB Spectrum of CKT Amplifiers and optical Receivers", IEEE Trans. on Broadcasting, vol.44 No.3 pp. 363-366, Sept. 1998.
- [4] D. Middleton, "Procedures for determining of the first_order canonical models of Class A and Class B electromagnetic interference", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-21, pp.190-127, Aug. 1979.
- [5] L.A. Berry, "Understanding Middleton's Canonical Formula for Class A Noise", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-23, pp. 337-344, Nov. 1981.
- [6] J.-S. Seo, S.-J. Cho, K. Feher, "Impact of Non-Gaussian Impulsive Noise on the Performance of High-Level QAM", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-31, pp. 177-180, May 1989.
- [7] K. Maeda, H. Nakata, K. Fujito, "Analysis of BER of 16QAM Signal in AM/16QAM Hybrid Optical Transmission System", Electron. Lett. vol.29, No.7, pp. 640-642, April 1993.
- [8] H. Tsushima, K. Kitamura, "Preclipping Experiment for subcarrier-multiplexed AM/64QAM optical transmission", Electron. Lett. vol.31, No.21 pp. 1863-1865, Oktober 1995.
- [9] K. Pham, J. Conradi, G. Cormack, B. Thomas,

- C.W. Anderson "Impact of Noise and Nonlinear Distortion Due to Clipping of the BER Performance of a 64-QAM Signal in Hybrid AM-VSB/QAM Optical Fiber Transmission System", J. Lightwave Technol., vol.13, No.11, pp.2197-2201, Nov. 1995.
- [10] T. Anderson, D. Krosby, "The Frequency Dependence of Clipping Induced BER in Subcarrier Multiplexed Systems", IEEE Photon. Technol. Lett. vol.8, No.8 pp. 1076-1078, Aug 1996.
- [11] S.S.Wagner, T.E. Chapuran, R.C. Menendes, "The Effect of Analog Video Modulation on Laser Clipping Noise in Optical Video-Distribution Networks", IEEE Photon. Technol. Lett., vol.8, No.2, pp. 275-277, Feb. 1996.
- [12] K.Maeda, K. Utsumi, K. Fujito, "Error Statistic of QAM Channel in AM/QAM Hybrid Optical Transmission", IEEE Photon. Technol. Lett. vol.8, No.10 pp. 1403-1405, Oct. 1996.
- [13] S.Ovadia, C. Lin, "Performance Characteristics and Applications of Hybrid AM-VSB/M-QAM Video Lightwave Transmission Systems", J. Lightwave Technology, vol 16, No. 7, pp. 1171-1185, July 1998.
- [14] C.J. Chung. I. Jacobs, "Practical TV Channel Capacity of Lightwave Multichannel AM SCM Systems Limited by the Threshold Nonlinearity of Laser Diodes", IEEE Photon. Technol. Lett. vol.4, No.3 pp. 289-292, March 1992.
- [15] V. Germanov, "The Impact of CSO/CTB Distortion On BER Characteristics By Hybrid Multichannel Analog/QAM Transmission Systems", IEEE Trans.on Broadcasting, vol.45 No.1 pp. 88-92, March 1999.
- [16] O.J. Snezko, T. Werner, "Return Path Active Components Test Methods and Performance Comparison", Conference on Emerging Technologies, Nashville, TN (Exton, PA : SCTE), pp. 263-294, 1997.
- [17] D.Raskin, D.Stoneback, "Broadband Return Systems for Hybrid Fiber/Coax Cable TV Networks", Prentice Hall, Inc., 1998, ISBN 0-13-636515-9 .
- [18] Germanov V. , "The Notch Filter Test Method Simulation for the Intermodulation Noise of Return Path CKT Amplifiers", IEEE Trans. On Broadcasting, v.46, No. 1, March 2000, pp.88-91.
- [19] H. Dorfhuber, KATHREIN, Notch filter test method measured data for return path amplifier.
- [20] J.E. Mazo, "Asymptotic Distortion Spectrum of Clipped, dc-Biased, Gaussian Noise", IEEE Trans. on Communications, vol.40, No. 8, Aug. 1992.

Виталий Анатольевич Германов