

РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R SM.328-11*

Спектры и ширина полосы излучений

(Вопрос МСЭ-R 222/1)

(1948-1951-1953-1956-1959-1963-1966-1970-1974-1978-1982-1986-1990-1994-1997-1999-2006)

Сфера применения

Настоящая Рекомендация содержит определения, аналитические модели и другие соображения, касающиеся значений составляющих излучения для различных типов излучений, а также их применения в целях обеспечения эффективного использования частотного спектра.

Ключевые слова

Побочное излучение, ширина полосы в дБ, излучаемые спектры, соседний канал, необходимая полоса.

Ассамблея радиосвязи МСЭ,

учитывая,

- a)* что в интересах эффективного использования спектра радиочастот важно установить для каждого класса излучения правила, регулирующие спектр, излучаемый передающей станцией;
- b)* что для определения оптимальной ширины излучаемого спектра необходимо принимать во внимание характеристики передающего тракта в целом, а также все его технические условия эксплуатации, включая другие линии и службы радиосвязи, совместно использующие полосу частот, допустимые отклонения частоты передатчиков в соответствии с Рекомендацией МСЭ-R SM.1045 и особенно явление распространения радиоволн;
- c)* что концепции "необходимой ширины полосы" и "ширины занимаемой полосы", определенные в пп. 152 и 153 Статьи 1 Регламента радиосвязи (РР), служат основой для представления спектральных свойств данного излучения или класса излучения наиболее простым способом;
- d)* что эти определения недостаточны, когда речь идет о рассмотрении в целом проблемы эффективного использования спектра радиочастот; и что следует приложить усилия для разработки правил, ограничивающих, с одной стороны, полосу частот, занимаемую излучением, до наиболее эффективной величины в каждом случае, а с другой стороны – амплитуды составляющих, излучаемых во внешних частях спектра, чтобы уменьшить помехи в соседних каналах;
- e)* что для эффективного использования радиочастотного спектра необходимо знать ширину полосы для каждого класса излучения, что в некоторых случаях формулы, перечисленные в Рекомендации МСЭ-R SM.1138, могут служить лишь ориентиром и что необходимая ширина полосы для некоторых классов излучения должна определяться в соответствии с установленным стандартом передачи и требованиями к качеству;
- f)* что ширина занимаемой полосы позволяет эксплуатирующим агентствам, а также национальным и международным организациям проводить измерения ширины полосы, действительно занимаемой данным излучением, и путем сравнения с необходимой шириной полосы устанавливать, что такое излучение не занимает чрезмерную для данной службы ширину полосы и, следовательно, создание им помех за пределами границ, установленных для данного класса излучения, маловероятно;

* В 2016 и 2019 годах 1-я Исследовательская комиссия по радиосвязи внесла поправки редакционного характера в настоящую Рекомендацию в соответствии с Резолюцией МСЭ-R 1.

g) что помимо ограничения занимаемого излучением спектра до наиболее эффективной для каждого конкретного случая величины, правилами, установленными в Рекомендации МСЭ-R SM.1541, ограничиваются нежелательные излучения в области внеполосных излучений, а в соответствии с положениями Рекомендации МСЭ-R SM.329 ограничиваются нежелательные излучения в области побочных излучений;

h) что нужно дать определение необходимой ширины полосы передачи для обеспечения измерения нежелательных излучений в области побочных излучений в соответствии с положениями Рекомендации МСЭ-R SM.329;

j) что в Рекомендации МСЭ-R SM.326 установлены методы измерения продуктов интермодуляционных искажений, а в Рекомендации МСЭ-R SM.329 содержатся пределы;

k) что в некоторых случаях использование систем с необходимой полосой, во много раз превышающей ширину основной полосы (например, систем ЧМ, использующих большой коэффициент модуляции, и других систем с увеличением ширины полосы), потенциально увеличивает количество пользователей, совместно использующих полосу, поскольку восприимчивость приемников к помехам может быть уменьшена настолько, чтобы с запасом компенсировать уменьшение числа доступных каналов и тем самым повысить эффективность использования спектра радиочастот,

признавая,

что в Регламенте радиосвязи (Статья 1, Раздел VI) содержатся следующие определения терминов, касающихся характеристик излучений:

"1.144 внеполосное излучение*: Излучение на частоте или на частотах, непосредственно примыкающих к *необходимой ширине полосы частот*, которое является результатом процесса модуляции, но не включает *побочных излучений*.

1.145 побочное излучение*: Излучение на частоте или на частотах, расположенных за пределами *необходимой ширины полосы частот*, уровень которого может быть снижен без ущерба для соответствующей передачи сообщений. К *побочным излучениям* относятся *гармонические излучения*, *паразитные излучения*, продукты интермодуляции и частотного преобразования, но к ним не относятся *внеполосные излучения*.

1.146 нежелательные излучения*: Состоят из *побочных и внеполосных излучений*.

1.146А область внеполосных излучений: Диапазон частот, непосредственно примыкающий к *необходимой ширине полосы частот*, но не включающий *область побочных излучений*, в котором обычно преобладают *внеполосные излучения*. *Внеполосные излучения*, определяемые на основе их источника, наблюдаются в области внеполосных излучений и в меньшей степени – в *области побочных излучений*. Аналогичным образом, *побочные излучения* могут иметь место в области внеполосных излучений, так же как и в *области побочных излучений*. (ВКР-03)

* Термины, связанные с определениями, приведенными в пп. **1.144**, **1.145** и **1.146**, должны выражаться на рабочих языках Союза следующим образом:

Номера пунктов	Французский	Английский	Испанский
1.144	Emission hors bande	Out-of-band emission	Emisión fuera de banda
1.145	Rayonnement non essentiel	Spurious emission	Emisión no esencial
1.146	Rayonnements non désirés	Unwanted emissions	Emisiones no deseadas

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – В соответствии с Резолюцией 115 (Марракеш, 2002 г.) настоящую Таблицу следует изменить, чтобы представить эквиваленты на арабском, китайской и русском языках.

1.146B *область побочных излучений*: Диапазон частот, расположенный за пределами *области внеполосных излучений*, в котором обычно преобладают *побочные излучения*. (ВКР-03)

1.147 *присвоенная полоса частот*: Полоса частот, в пределах которой разрешено *излучение станции*; ширина этой полосы частот равна *необходимой ширине полосы частот* плюс удвоенная абсолютная величина *допустимого отклонения частоты*. Для *космических станций* присвоенная полоса частот включает удвоенную максимальную величину доплеровского сдвига частоты, который может наблюдаться по отношению к любой точке земной поверхности.

1.148 *присвоенная частота*: Средняя частота полосы частот, присвоенной *станции*.

1.149 *характерная частота*: Частота, которую можно легко опознать и измерить в данном *излучении*.

Например, несущую частоту можно рассматривать как характерную частоту.

1.150 *относительная частота*: Частота, занимающая по отношению к *присвоенной частоте* фиксированное и определенное положение. Отклонение этой частоты по отношению к *присвоенной частоте* имеет ту же абсолютную величину и знак, что и отклонение *характерной частоты* по отношению к середине полосы частот, занимаемой *излучением*.

1.151 *допустимое отклонение частоты*: Максимальное допускаемое отклонение средней частоты полосы частот *излучения* от *присвоенной частоты* или *характерной частоты излучения* от *относительной частоты*.

Допустимое отклонение частоты выражается в миллионных долях или в герцах.

1.152 *необходимая ширина полосы*: Ширина полосы частот, которая достаточна при данном *классе излучения* для обеспечения передачи сообщений с необходимой скоростью и качеством при определенных условиях.

1.153 *ширина занимаемой полосы*: Ширина такой полосы частот, за нижним и верхним пределами которой каждая из *излучаемых средних мощностей* равняется определенному проценту $\beta/2$ от всей *средней мощности* данного *излучения*.

Если в какой-либо Рекомендации МСЭ-R не оговорено иное для соответствующего *класса излучения*, то значение $\beta/2$ следует брать равным 0,5%",

рекомендует

1 Определения

Чтобы при рассмотрении положений, связанных с шириной полосы, разнесением каналов и проблемами помех, использовались следующие определения:

1.1 Основная полоса

Полоса частот, занимаемая одним сигналом или несколькими уплотненными сигналами, которые должны быть переданы по линии или по радиопередающей системе.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – В случае радиосвязи сигнал основной полосы соответствует модулирующему сигналу передатчика.

1.2 Ширина основной полосы

Ширина полосы частот, занимаемая одним сигналом или несколькими уплотненными сигналами, которые должны передаваться по линии или по радиопередающей системе.

1.3 Коэффициент расширения полосы

Отношение необходимой ширины полосы к ширине основной полосы.

1.4 Внеполосный спектр (излучения)

Часть спектральной плотности мощности (или спектра мощности, если спектр состоит из дискретных компонент) излучения, которая находится вне необходимой ширины полосы и является результатом процесса модуляции, за исключением побочных излучений.

1.5 Допустимый внеполосный спектр (излучения)

Допустимый для данного класса излучения уровень плотности мощности (или мощности дискретных компонент) на частотах, расположенных выше или ниже пределов необходимой ширины полосы.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Допустимая плотность мощности (или мощность) может быть представлена в виде ограничивающей кривой, указывающей эту плотность мощности (или мощность) в децибелах относительно оговоренного эталонного уровня на частотах, расположенных вне пределов необходимой ширины полосы. Абсциссы исходных точек этой ограничивающей кривой должны совпадать с граничными частотами необходимой ширины полосы. Описания ограничивающих кривых для различных классов излучения приводятся в Приложениях с 1 по 6.

1.6 Внеполосная мощность (излучения)

Общая мощность излучения на частотах внеполосного спектра.

1.7 Допустимая внеполосная мощность

Для данного класса излучения допустимый уровень средней мощности, излучаемой на частотах выше и ниже пределов необходимой ширины полосы.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Допустимый уровень внеполосной мощности должен определяться для каждого класса излучения как процентная величина β от общей средней излучаемой мощности, получаемой из ограничивающей кривой, устанавливаемой индивидуально для каждого класса излучения.

1.8 Ширина полосы на уровне x дБ

Ширина такой полосы частот, за нижним и верхним пределами которой любая дискретная спектральная компонента или непрерывная спектральная плотность мощности имеет уровень не менее чем на x дБ ниже определенного эталонного уровня в 0 дБ.

Определение ширины полосы на уровне x дБ может меняться в соответствии с определением эталонного уровня в 0 дБ (см. Рекомендацию МСЭ-R SM.1541):

- ширина полосы на уровне x дБсп: ширина полосы на уровне x дБ в ситуации, когда эталонный уровень устанавливается на максимальную величину спектральной плотности мощности (с.п.м.) в пределах необходимой ширины полосы;
- ширина полосы на уровне x дБн: ширина полосы на уровне x дБ в ситуации, когда эталонный уровень устанавливается для мощности излучения немодулированной несущей. Если несущая недоступна для измерения, то за эталонный уровень берется средний уровень мощности;
- ширина полосы на уровне x дБпм: ширина полосы на уровне x дБ в ситуации, когда эталонный уровень устанавливается на максимальную величину пиковой мощности, измеряемой посредством эталонной ширины полосы в пределах занимаемой ширины полосы.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Метод определения ширины полосы на уровне x дБ позволяет получать приемлемые результаты для оценки 99% занимаемой ширины полосы в соответствии с определением, содержащимся в п. 153 Статьи 1 Регламента радиосвязи, при надлежащем выборе эталонных уровней x дБ и 0 дБ.

1.9 Время установления телеграфного сигнала

Время, в течение которого ток телеграфного сигнала изменяется от 0,1 до 0,9 (или наоборот) величины, достигаемой в установившемся режиме; в случае асимметричного сигнала время установления сигнала в начале и в конце сигнала может быть различным.

1.10 Относительное время установления телеграфного сигнала

Отношение времени установления телеграфного сигнала, определенного в п. 1.9, к длительности импульса на половине его амплитуды.

1.11 Скорость модуляции

Термин скорость модуляции (бод), B , используемый в нижеследующем тексте, означает максимальную скорость, используемую данным передатчиком. Для передатчика, работающего со скоростью ниже максимальной, время установления должно быть увеличено, чтобы поддерживать на минимальном уровне ширину занимаемой полосы, в соответствии с п. 3.9 Регламента радиосвязи.

2 Излучение передатчика, оптимальное с точки зрения экономии спектра

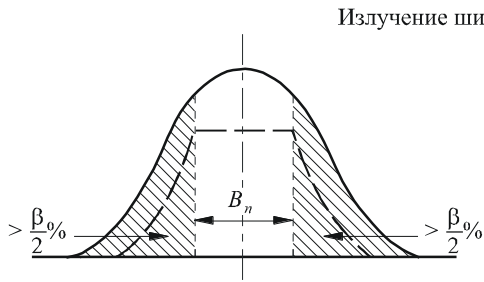
Чтобы излучение считалось оптимальным с точки зрения экономии спектра, когда ширина занимаемой полосы равняется ширине необходимой полосы для соответствующего класса излучения.

Ширина полосы, оптимальная с точки зрения экономии спектра, может не быть оптимальной с точки зрения эффективности совместного использования спектра.

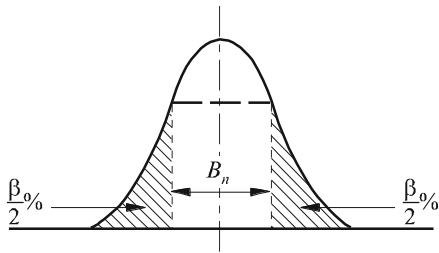
2.1 Ниже приводятся примеры спектра, иллюстрирующие определения внеполосной мощности, необходимой ширины полосы и ширины полосы на уровне x дБ.

РИСУНОК 1

Оценка спектра с помощью сравнения
внеполосной мощности и ограничения полосы



Излучение, соответствующее "оптимальному"



Излучение уже "оптимального"

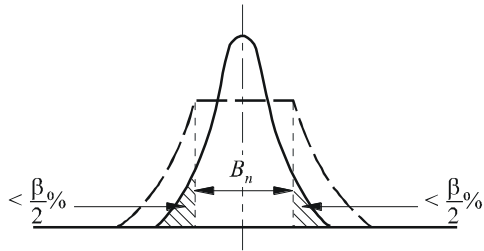
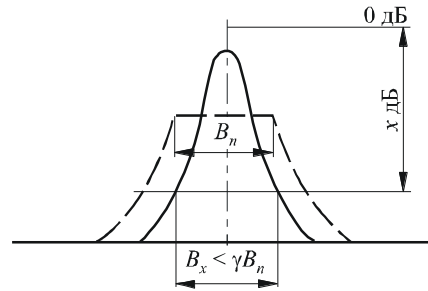
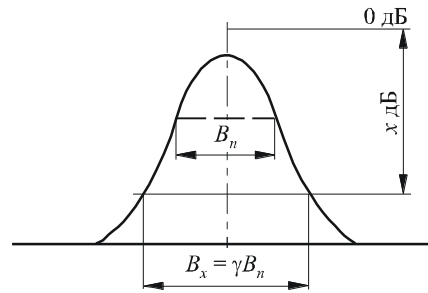
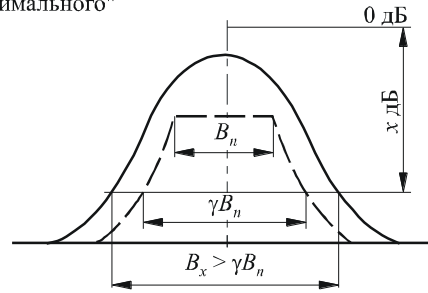


РИСУНОК 2

Оценка спектра с помощью
ширины полосы на уровне x дБ



B_n : необходимая ширина полосы

B_x : ширина полосы на уровне x дБ

x : значение уровня измерения (дБ)

γ : требуемая взаимосвязь между шириной полосы на уровне x дБ и необходимой шириной полосы, определяемая уровнем x дБ и параметрами ограничивающей кривой внеполосного спектра

$\frac{\beta}{2}$: половина допустимой внеполосной мощности

3 Пределы внеполосных излучений

Чтобы настоящую Рекомендацию можно было использовать в качестве руководства для получения пределов внеполосных излучений. Такие пределы должны определяться с учетом ослабления, вызываемого модуляционными искажениями, фазовым шумом, ограничениями интермодуляционного и практического характера, связанными с реализацией фильтра.

4 Расчет излучаемых спектров

Чтобы величины компонент излучения можно было рассчитать для типов излучений, определенных в Приложении 1 к Регламенту радиосвязи. Приложения с 1 по 6 следует использовать для расчета следующих типов излучений, содержащих аналитические модели и другие факторы, которые могут быть использованы в качестве основы для определения величин при измерении занимаемой ширины полосы:

- излучения, обозначенные как относящиеся к типу А (см. Приложение 1);
- излучения, обозначенные как относящиеся к типам В и R (см. Приложение 2);
- излучения, обозначенные как относящиеся к типу F (см. Приложение 3);
- излучения, обозначенные как относящиеся к типу G (см. Приложение 4);
- излучения, обозначенные как относящиеся к типу J (см. Приложение 5);
- цифровая фазовая модуляция (см. Приложение 6).

4.1 Приближенное значение огибающих внеполосных спектров для аналитических расчетов

Для получения приближенного значения огибающих внеполосных спектров через функцию мощности необходимо использовать следующую формулу:

$$S_1(f) = S(f_m) \left(\frac{f_m}{f} \right)^\gamma \quad (1)$$

$$\gamma = 0,33 N,$$

где $S(f_m)$ обозначает мощность на данной частоте f_m , а N – это количество дБ, на которые снижается огибающая спектра в однооктавном диапазоне расширения полосы.

Для получения еще одного приближенного значения огибающих внеполосных спектров через экспоненциальную функцию необходимо использовать следующую формулу:

$$S_2(f) = S(f_m) \exp \left[- \frac{0,23 N_1}{f_m} (f - f_m) \right], \quad (2)$$

где N_1 представляет количество дБ, соответствующих первой октаве диапазона расширения полосы. Для наиболее распространенных значений $N = 12-20$ дБ на октаву достаточно осуществить сравнение мощности с весьма низким уровнем точности с приближением в $\pm 15\%-20\%$, чтобы измерить занимаемую ширину полосы с точностью от $\pm 3\%$ до $7\%*$.

* *Примечание Секретариата.* – Отношение между процентной долей погрешности при измерении занимаемой ширины полосы и процентной долей погрешности при сравнении мощности для различных значений N показано на рисунке 71 Справочника по радиоконтролю МСЭ-R (Женева, 1995 г.).

Эти методы заключаются в сравнении общей мощности излучения с мощностью, остающейся после фильтрации, посредством либо двух фильтров низких частот или двух фильтров высоких частот, либо одного фильтра высоких частот или фильтра высоких и низких частот, граничную частоту которых можно произвольно менять по отношению к спектру излучения. Другой способ определения соответствующих составляющих мощности заключается в оценке спектра мощности, получаемого с помощью анализатора спектра.

5 Снижение помех, вызванных нежелательными излучениями передатчиков

Чтобы следующие методы входили в число методов, которые должны применяться для снижения нежелательных излучений передатчика (подробное описание этих методов см. в Приложении 7):

- архитектура передатчика (см. Приложение 7, п. 1);
- фильтрация (см. Приложение 7, п. 2);
- методы модуляции (см. Приложение 7, п. 3);
- улучшение линейных характеристик (см. Приложение 7, п. 4);
 - предварительное искажение (см. Приложение 7, п. 4.1);
 - положительная прямая связь (см. Приложение 7, п. 4.2);
 - обратная связь (см. Приложение 7, п. 4.3);
 - обратная связь модуляции (см. Приложение 7, п. 4.4);
 - технология модуляционной передачи "Polar Loop" (см. Приложение 7, п. 4.5);
 - метод Декартовой петли (см. Приложение 7, п. 4.6).

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Учитывая большое разнообразие различных архитектур и возможных методов уменьшения излучений, представленный выше список не следует считать исчерпывающим.

Приложения к настоящей Рекомендации

Приложение 1 – Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типу А (двухполосная)

Приложение 2 – Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типам В и R (с независимыми боковыми полосами и однополосная с ослабленной несущей или с переменным уровнем несущей)

Приложение 3 – Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типу F (частотная модуляция)

Приложение 4 – Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типу G (фазовая модуляция)

Приложение 5 – Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типу J (однополосная с подавленной несущей)

Приложение 6 – Цифровая фазовая модуляция

Приложение 7 – Уменьшение помех, вызванных нежелательными излучениями передатчиков

Приложение 1

Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типу А

(Двухполосная)

СОДЕРЖАНИЕ

	<i>Стр.</i>
1	Излучения классов А1А и А1В с флуктуациями 10
1.1	Необходимая ширина полосы 10
1.2	Форма огибающей спектра 10
1.3	Занимаемая ширина полосы 11
1.4	Внеполосный спектр 11
1.5	Время установления сигнала 11
1.6	Помеха по соседнему каналу 11
2	Излучения классов А1А и А1В без флуктуаций 11
3	Формирование телеграфного сигнала с помощью фильтров 11
4	Излучения классов А2А и А2В 12
4.1	Необходимая ширина полосы 12
4.2	Внеполосный спектр 12
5	Радиотелефонное излучение с амплитудной модуляцией, исключая излучения для звукового радиовещания 13
5.1	Тип модулирующего сигнала и регулирование уровня входного сигнала 13
5.2	Выдержка из Рекомендации МСЭ-Т G.227 15
5.3	Двухполосное телефонное излучение класса А3Е 15
5.3.1	Необходимая ширина полосы 15
5.3.2	Мощность в пределах необходимой полосы 15
5.3.3	Внеполосный спектр 16
5.3.4	Взаимосвязь между эталонным уровнем 0 дБ для определения внеполосного спектра и уровнями других спектральных компонент излучения 17
5.4	Однополосные излучения классов R3Е, H3Е и J3Е (с ослабленной, полной или подавленной несущей) и излучения класса В8Е с независимыми боковыми полосами 18
5.4.1	Необходимая ширина полосы 18
5.4.2	Мощность в пределах необходимой полосы 18

5.4.3	Внеполосный спектр для излучения класса В8Е; четыре одновременно действующих телефонных канала	19
6	Излучение звукового радиовещания с амплитудной модуляцией	20
6.1	Тип модулирующего сигнала и регулирование уровня входного сигнала для излучения класса А3ЕGN, звуковое радиовещание	20
6.2	Шумовой сигнал для модуляции генераторов сигнала (выдержка из Рекомендации МСЭ-R BS.559, п. 1.3)	20
6.3	Излучения класса А3Е, звуковое радиовещание с двухполосной модуляцией.....	22
6.3.1	Необходимая ширина полосы	22
6.3.2	Мощность в пределах необходимой полосы	22
6.3.3	Внеполосный спектр	22
6.3.4	Взаимосвязь между эталонным уровнем в 0 дБ для определения внеполосного спектра и уровнями других спектральных компонент излучения	23

1 Излучения классов А1А и А1В с флуктуациями

При наличии большого количества краткосрочных отклонений в принимающем поле, приведенные ниже характеристики одноканальной телеграфии незатухающими колебаниями (классов А1А и А1В) представляют желаемый показатель, получаемый с помощью передатчика, оснащенного надлежащим входным фильтром и достаточными линейными усилителями, расположенными после каскада осуществления телеграфной передачи.

1.1 Необходимая ширина полосы

Необходимая ширина полосы равняется пятикратной скорости манипуляции в бодах. Составляющие на краях полосы ослабляются не менее чем на 3 дБ относительно уровней тех же составляющих спектра, имеющих при передаче прямоугольных точек с равными посылками и промежутками и той же скоростью передачи.

Этот относительный уровень, составляющий –3 дБ, соответствует абсолютному уровню, который на 27 дБ ниже средней мощности непрерывного излучения (см. Рекомендацию МСЭ-R SM.326, таблица 1).

1.2 Форма огибающей спектра

Отношение амплитуды огибающей спектра к амплитуде непрерывного излучения показано на рисунке 3 как функция порядка компонент боковой полосы при том понимании, что огибающая радиочастотного сигнала представляет собой квадратную волну. На этом рисунке порядок n компоненты боковой полосы определяется с помощью следующей формулы:

$$n = \frac{2f}{B}, \quad (3)$$

где:

f : расстояние по частоте от центра спектра (Гц)

B : скорость модуляции (бод).

1.3 Занимаемая ширина полосы

Занимаемую ширину полосы L (Гц) для относительной мощности внеполосного излучения $\beta = 0,01$ можно рассчитать с помощью следующей эмпирической формулы:

$$L = \left(\frac{1}{0,05 + \alpha} - 1 \right) B, \quad (4)$$

где:

- α : относительное время установления для самого короткого импульса телеграфного сигнала, определенного в п. 1.10 раздела *рекомендует*
- B : скорость модуляции (бод).

Максимальное расхождение между результатами, полученными с помощью этой формулы, и результатами точных вычислений равно $2B$, если $\alpha < 0,02$; и B , если $\alpha \geq 0,02$, что также подтверждается измерениями. Следовательно, уравнение (3) можно использовать для косвенной оценки занимаемой ширины полосы для излучений классов А1А и А1В.

1.4 Внеполосный спектр

Если отложить частоту в виде абсциссы в логарифмическом масштабе, а спектральную плотность мощности как ординату в децибелах, то кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже двух прямых линий, начинающихся в точке $(+5 B/2, -27 \text{ дБ})$ или в точке $(-5 B/2, -27 \text{ дБ})$, определенных выше, имеющих наклон в 30 дБ на октаву, и заканчивающихся в точке $(+5 B, -57 \text{ дБ})$ или в точке $(-5 B, -57 \text{ дБ})$, соответственно. Далее эта кривая должна лежать ниже уровня -57 дБ .

Допустимые величины внеполосных мощностей, излучаемых выше и ниже частотных пределов необходимой ширины полосы, равны каждая примерно 0,5% общей средней излучаемой мощности.

1.5 Время установления сигнала

Время установления излучаемого сигнала зависит, главным образом, от формы сигнала на входе передатчика, от параметров фильтра, на который подается сигнал, и от воздействия любых линейных и нелинейных факторов, имеющих место в самом передатчике (предполагается, что антенна не влияет на форму сигнала). В качестве первого приближения можно считать, что внеполосный спектр, близкий к ограничивающей кривой, определенной в п. 1.4, соответствует времени установления сигнала, примерно равному 20% от первоначальной длительности телеграфной точки, т. е. около $1/5 B$.

1.6 Помеха по соседнему каналу

Помеха по соседнему каналу зависит от большого числа параметров, и ее строгий расчет затруднен. Поскольку нет необходимости вычислять значение помехи с большой точностью, можно использовать для этого полуэмпирические уравнения и графики.

2 Излучения классов А1А и А1В без флуктуаций

Если кратковременные изменения напряженности поля в месте приема не оказывают влияния на качество передачи, то для телеграфии с использованием сигнала с незатухающими колебаниями с амплитудной модуляцией необходимая ширина полосы может быть уменьшена до трехкратной скорости модуляции, выраженной в бодах.

3 Формирование телеграфного сигнала с помощью фильтров

Увеличение времени установления телеграфного сигнала до максимальной величины, при которой сохраняется надежная работа приемного оборудования, представляет собой подходящий способ уменьшения занимаемой ширины полосы.

Минимальное значение T отношения ширины полосы пропускания таких фильтров по уровню 6 дБ к половине скорости модуляции в боках в значительной мере зависит от требований к синхронизации приемного оконечного оборудования, стабильности частоты, как передатчика, так и приемника, а также, в случае реального обмена, от условий распространения радиоволны. Минимальное значение может меняться от 2, когда синхронизация и стабильность очень хорошие, до 15 при заметной нестабильности частоты и использовании телетайпного оборудования.

Желательно использование фильтров с минимальными выбросами, чтобы полностью задействовать мощность передатчика.

В таблице 2 представлен в виде функции от T процент времени, в течение которого телеграфный сигнал остается плоским в пределах 1% для фильтра с минимальными выбросами.

ТАБЛИЦА 2

$\frac{\text{Длина плоской части}}{\text{Длина элемента сигнала}}$	0% (синусоидальный сигнал)	50%	90%	100% (прямоугольный сигнал)
T	1,6	3,2	16	∞

Так как отношение T задано, может оказаться необходимым применять фильтр, состоящий из нескольких секций, чтобы в достаточной степени уменьшить компоненты во внешних частях спектра.

4 Излучения классов A2A и A2B

Для одноканальной телеграфии, в которой манипулируются как несущая, так и модулирующая частоты, при коэффициенте модуляции, не превышающем 100%, и модулирующей частоте больше, чем скорость манипуляции ($f > B$), желательны приведенные ниже характеристики, которые могут быть обеспечены передатчиком с достаточно простым входным фильтром и почти линейными каскадами.

4.1 Необходимая ширина полосы

Необходимая ширина полосы равна сумме удвоенной частоты модуляции f и пятикратной скорости манипуляции (в боках).

4.2 Внеполосный спектр

Если представить частоту в виде абсциссы в логарифмическом масштабе, а значения спектральной плотности мощности – в виде ординаты в децибелах, то кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже двух прямых линий, начинающихся в точке $(+(f + 5 B/2), -24 \text{ дБ})$ или в точке $(-(f + 5 B/2), -24 \text{ дБ})$, имеющих наклон в 12 дБ на октаву и заканчивающихся в точке $(+(f + 5 B), -36 \text{ дБ})$ или $(-(f + 5 B), -36 \text{ дБ})$, соответственно. Далее эта кривая должна лежать ниже уровня в -36 дБ .

Эталонный уровень 0 дБ соответствует уровню несущей при непрерывном излучении и при наличии модулирующего колебания.

Допустимые величины внеполосных мощностей, излучаемых выше и ниже пределов необходимой ширины полосы, равны каждая примерно 0,5% общей средней излучаемой мощности.

5 Радиотелефонные излучения с амплитудной модуляцией, исключая передачи звукового радиовещания

Занимаемая ширина полосы и внеполосное излучение с амплитудной модуляцией, несущее аналоговые сигналы, зависят, в той или иной степени, от нескольких факторов, таких как:

- тип модулирующего сигнала;
- уровень входного сигнала, определяющий модуляционную загрузку передатчика;
- полоса пропускания, определяемая фильтрами в каскадах звуковой частоты и в промежуточном и оконечном модуляторном каскадах передатчика;
- величина гармоничных искажений и интермодуляционных компонент на частотах внеполосного спектра.

Приведенные в этом разделе ограничения спектра радиотелефонных излучений получены на основе различных измерений. Вначале определяется пиковая мощность огибающей с помощью метода, описанного в Рекомендации МСЭ-R SM.326, п. 3.1.3, а передатчик настраивается таким образом, чтобы искажения имели приемлемый уровень для данного класса службы.

Измерения проводились с использованием нескольких различных модулирующих сигналов, заменяющих два тона звуковой частоты. Было установлено, что белый или взвешенный шум с шириной полосы, ограниченной путем фильтрации до желаемого значения, соответствующего передаче информации при обычной работе, при проведении практических измерений является удовлетворительным замещением речевого сигнала.

На кривых, представляющих внеполосное излучение и описанных в пп. 5.3 и 5.4, по оси ординат представлена энергия, принятая приемником с шириной полосы 3 кГц, средняя частота которой настроена на частоту, отложенную по оси абсцисс; эта энергия нормирована относительно энергии, принятой тем же приемником, когда он настроен на центральную частоту занимаемой полосы.

Однако приемник с шириной полосы в 3 кГц не может обеспечить достаточно детальную информацию в области частот вблизи границ занимаемой полосы. Было установлено, что измерения по точкам с помощью приемника с эффективной шириной полосы от 100 до 250 Гц или с помощью анализатора спектра с такой же полосой фильтра более приемлемы для анализа тонкой структуры спектра.

Перед проведением таких измерений следует определить частотные характеристики затухания фильтра, ограничивающие ширину полосы передачи. Затем на передатчик подается белый или взвешенный шум с шириной полосы несколько большей, чем ширина полосы фильтра.

При подаче сигнала на вход передатчика следует следить за тем, чтобы в пиках сигнала не превышалась пиковая мощность огибающей или уровень модуляции, соответствующий 100%, не превышался более чем в определенном малом проценте времени. Этот процент зависит от класса излучения.

5.1 Тип модулирующего сигнала и регулирование уровня входного сигнала

Поскольку статистическое распределение амплитуды шума почти не зависит от ширины полосы и не меняется значительным образом при прохождении через линейный взвешивающий фильтр, то для имитации реальной загрузки передатчика в соответствии с фактическими условиями осуществления передач подходит следующая процедура.

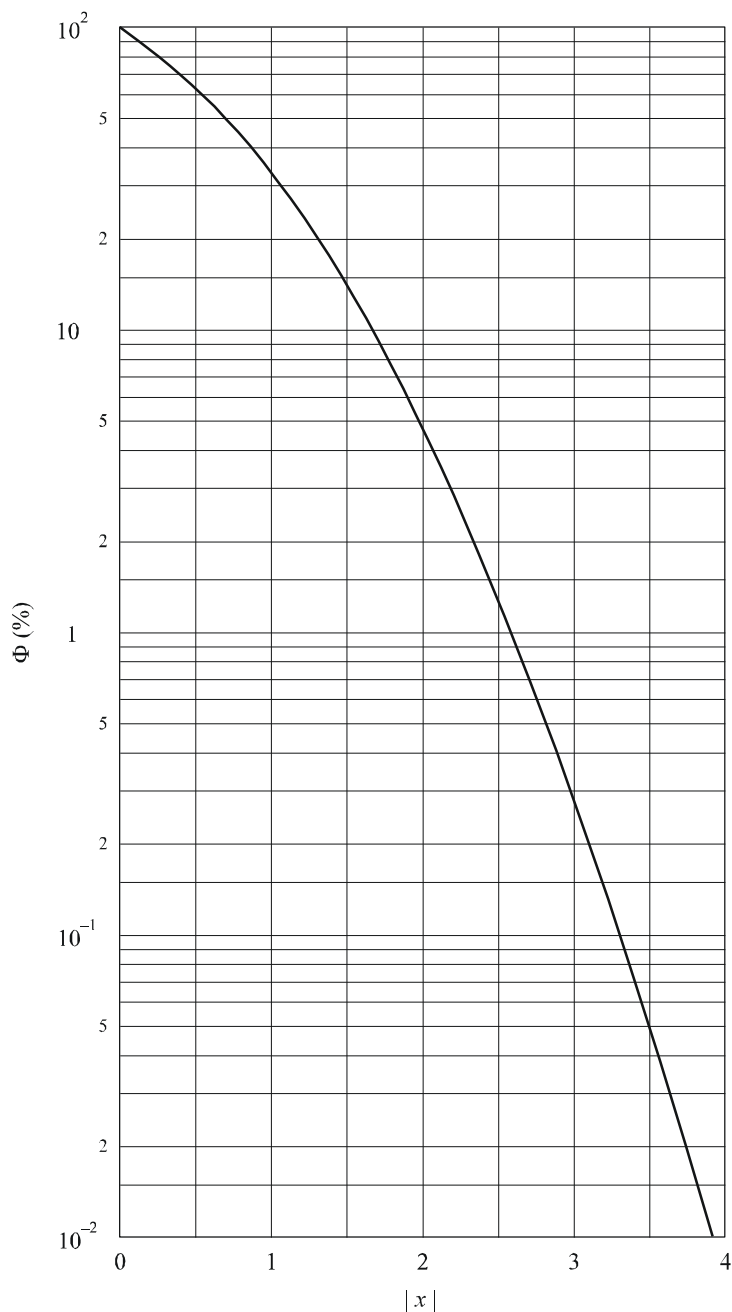
Прежде всего, передатчик модулируется синусоидальным сигналом с коэффициентом модуляции 100%. Затем синусоидальный сигнал заменяется шумовым сигналом, уровень которого регулируется таким образом, чтобы среднеквадратичное напряжение сигнала на выходе линейного демодулятора радиочастотного сигнала стало равным 35% среднеквадратичного напряжения, полученного от синусоидального сигнала.

С помощью такой регулировки, которая равномерно применяется в отношении модулирующего сигнала, состоящего как из белого шума, так и из взвешенного шума, кривая, огибающая сигнал с шумовой модуляцией, не будет превышать уровень, соответствующий коэффициенту модуляции, равному 100%, в течение более 0,01% времени, в соответствии с кривой, изображенной на рисунке 3.

Желательно, чтобы этот уровень измерялся на выходе передатчика, как поясняется выше, чтобы избежать ошибок, возникающих из-за различных значений ширины полосы шума, которые могут возникать, если уровень шума замеряется до и после имеющихся в передатчике фильтров, ограничивающих полосу.

РИСУНОК 3

Время Φ (%), в течение которого мгновенное значение белого шума превышает пороговую величину напряжения $\pm u$, как функция коэффициента x



x задается уравнением $|x| = |u| / U_{ef}$

где:

U_{ef} : среднеквадратичное напряжение шума

u : пороговый уровень

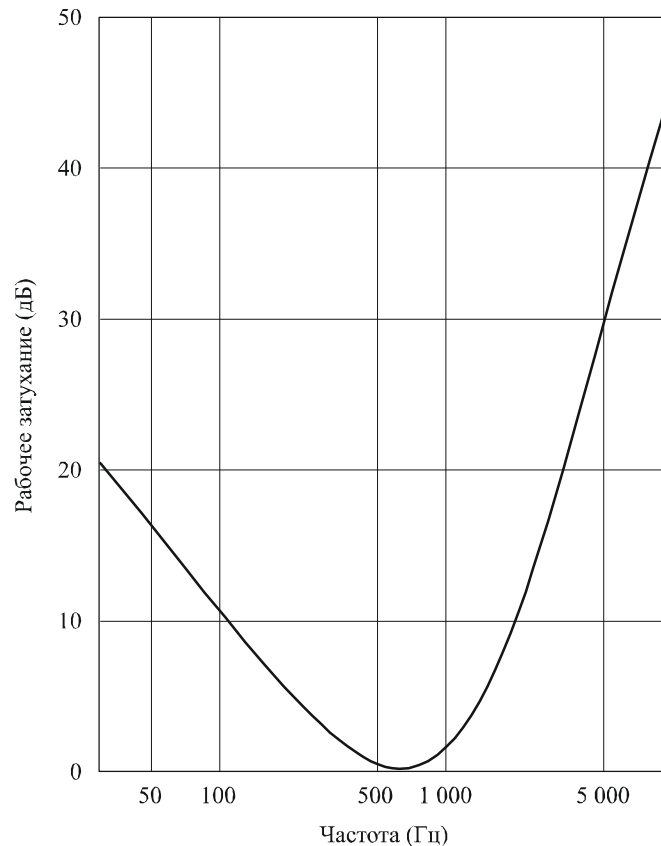
0328-03

5.2 Выдержка из Рекомендации МСЭ-Т G.227

На рисунках 4 и 5, соответственно, изображены относительная кривая ответа и электросхема формирующей сети генератора сигналов обычной телефонной связи.

РИСУНОК 4

Относительная кривая ответа формирующей сети генератора сигналов обычной телефонной связи



0328-04

5.3 Излучение класса АЗЕ, двухполосная телефония

5.3.1 Необходимая ширина полосы

Необходимая ширина полосы, F , на практике равняется двойному уровню самой высокой модулирующей частоты, M , которую целесообразно передавать с установленным низким уровнем ослабления.

5.3.2 Мощность в пределах необходимой полосы

Статистическое распределение мощности в пределах необходимой полосы определяется относительным уровнем мощности различных компонент частоты передачи речи на входе передатчика, а в случае использования нескольких телефонных каналов – количеством активных каналов и относительным уровнем мощности компоненты речевой частоты, применяемой на входе каждого канала.

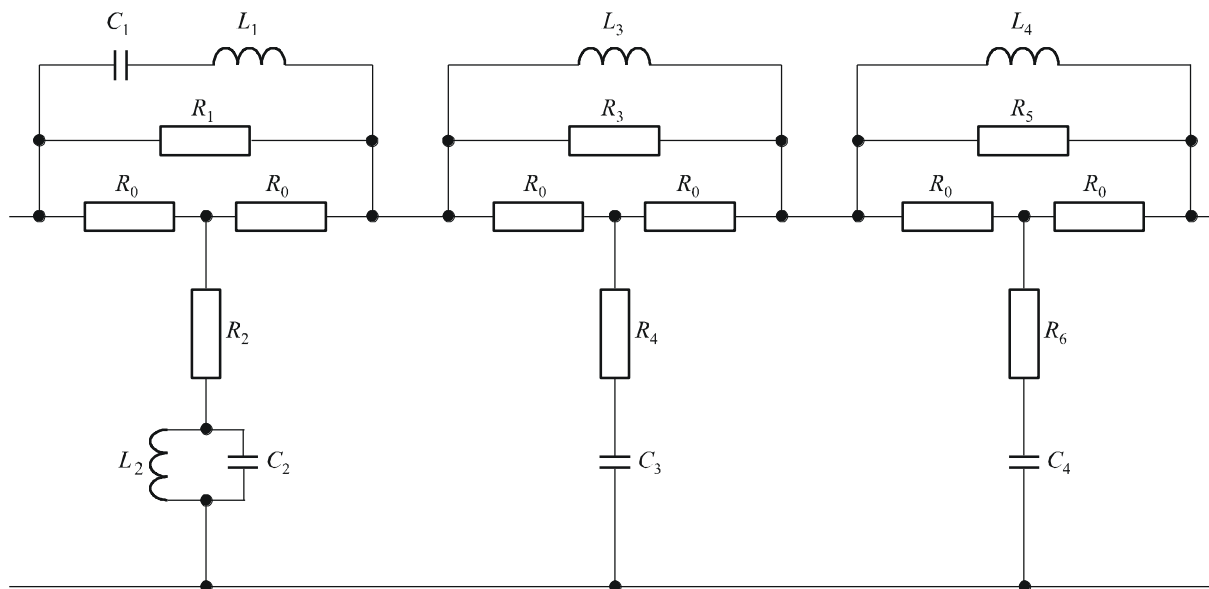
Если к передатчику не подключено никакое оборудование для защиты от прослушивания, то можно исходить из того, что распределение мощности различных компонент речевой частоты в каждом канале соответствует кривой, изображенной на рисунке 4. Эта кривая не применяется в отношении звукового радиовещания.

Если используется передатчик с подключенным оборудованием, обеспечивающим такую защиту с помощью надлежащей частотной инверсии, то эти же данные могут использоваться с соответствующей частотной инверсией образуемого в результате этой процедуры спектра.

Если же применяется оборудование для защиты от прослушивания с помощью разбиения полосы частот, то можно исходить из того, что в пределах данной полосы частот статистическое распределение мощности является равномерным.

РИСУНОК 5

Электросхема формирующей сети генератора сигналов обычной телефонной связи



Секция 1

$$\frac{R_1}{R_0} = 45$$

$$\frac{R_2}{R_0} = 0,0222$$

$$\frac{R_3}{R_0} = 10$$

$$\frac{R_4}{R_0} = 0,1$$

$$\frac{R_5}{R_0} = 22$$

$$\frac{R_6}{R_0} = 0,0455$$

Секция 2

$$\frac{L_1 \omega_0}{R_0} = 0,5$$

$$\frac{L_2 \omega_0}{R_0} = 2$$

$$\frac{L_3 \omega_0}{R_0} = 0,5$$

$$\frac{L_4 \omega_0}{R_0} = 1,11$$

Секция 3

$$R_0 C_1 \omega_0 = 2$$

$$R_0 C_2 \omega_0 = 0,5$$

$$R_0 C_3 \omega_0 = 0,5$$

$$R_0 C_4 \omega_0 = 1,11$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 10^3 \times \text{с}^{-1}$$

R_0 : волновое сопротивление сети

Допустимая погрешность компонент: $\pm 1\%$

0328-05

5.3.3 Внеполосный спектр

Если отложить частоту по линии абсцисс в логарифмическом масштабе, а плотность мощности – по оси ординат (дБ), то кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже двух прямых линий, начинающихся в точке $(+0,5 F, 0 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,5 F, 0 \text{ дБ})$ и заканчивающихся в точке $(+0,7 F, -20 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,7 F, -20 \text{ дБ})$, соответственно. Вне этих точек и на более низком уровне в -60 дБ эта кривая должна лежать ниже двух прямых линий, начинающихся из последних точек и

имеющих угол наклона, равный 12 дБ на октаву. Далее эта же кривая должна лежать ниже уровня –60 дБ.

Эталонный уровень 0 дБ соответствует плотности мощности, которая существовала бы, если бы общая мощность, исключая мощность несущей, равномерно распределялась по всей необходимой ширине полосы.

5.3.4 Взаимосвязь между эталонным уровнем в 0 дБ для определения внеполосного спектра и уровнями других спектральных компонент излучения

5.3.4.1 Взаимосвязь между эталонным уровнем в 0 дБ и уровнем, соответствующим максимальной плотности спектральной мощности

Эталонный уровень в 0 дБ, определенный в п. 5.3.3, примерно на 5 дБ ниже уровня, соответствующего максимальному значению плотности мощности на любой боковой полосе, когда передатчик модулируется с помощью белого шума, взвешенного в соответствии с кривой, упомянутой в п. 5.3.2 и изображенной в п. 5.1.

Значение в 5 дБ действительно для ширины полосы модулирующей частоты с верхним пределом частот в 3 кГц или 3,4 кГц.

5.3.4.2 Взаимосвязь между эталонным уровнем в 0 дБ и уровнем несущей

Отношение α_B (дБ) эталонного уровня в 0 дБ к уровню несущей можно получить с помощью следующего уравнения:

$$\alpha_B = 10 \log \left(\frac{m_{rms}^2}{2} \frac{B_{eff}}{F} \right), \quad (5)$$

где:

m_{rms} : среднеквадратичное значение мощности фактора модулятора передатчика

B_{eff} : эффективная ширина полосы шума анализатора

F : необходимая ширина полосы для излучения.

Соответственно, эталонный уровень зависит от:

- мощности боковой полосы P_s , получаемой с помощью формулы:

$$P_s = \frac{m_{rms}^2}{2} P_c, \quad (6)$$

где P_c – это мощность несущей,

- необходимая ширина полосы F ,
- эффективная ширина полосы шума B_{eff} используемого измерительного прибора.

На рисунке 6 показано отношение α_B , рассчитываемое с помощью уравнения (5) как функция необходимой ширины полосы для различных значений среднеквадратичной мощности фактора модулятора передатчика.

Для некоторых практических применений, например, на контрольных станциях, может быть взято среднеквадратичное значение мощности модулирующего фактора передатчика, равное 35% в тех случаях, когда действительный модулирующий фактор не может быть точно определен. Тогда уравнение (5) можно упростить и привести к виду:

$$\alpha_B = 10 \log \left(\frac{B_{eff}}{F} \right) - 12,1. \quad (7)$$

На рисунке 7 показано отношение α_B , рассчитанное с помощью упрощенной формулы (7) как функции необходимой ширины полосы для различных значений эффективной ширины полосы шума.

5.4 Однополосные излучения классов R3E, H3E и J3E (ослабленная, полная или подавленная несущая) и излучение с независимыми боковыми полосами класса B8E

5.4.1 Необходимая ширина полосы

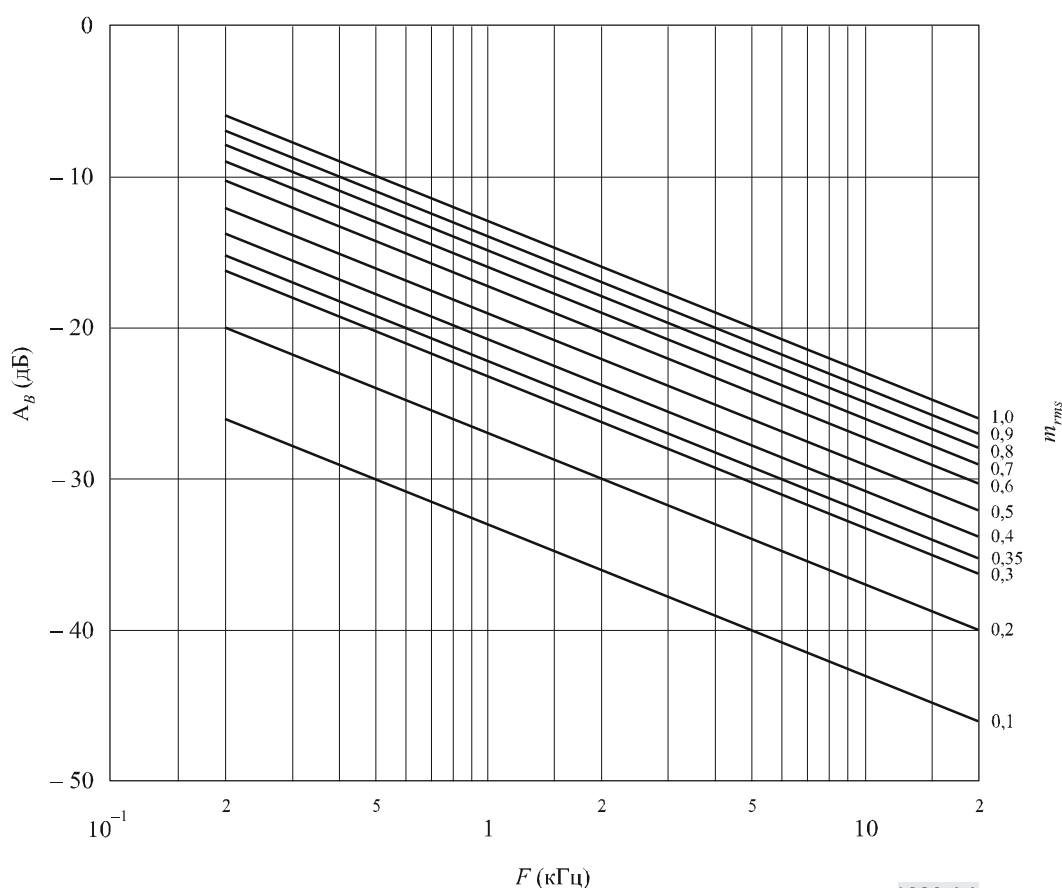
Для излучения классов R3E и H3E необходимая ширина полосы, F , равна на практике величине самой высокой звуковой частоты f_2 , которую нужно передать с заданным малым ослаблением.

Для излучения класса J3E необходимая ширина полосы, F , равна на практике разности верхней f_2 и нижней f_1 звуковых частот, которые нужно передать с заданным малым ослаблением.

Для излучения класса B8E необходимая ширина полосы, F , равна на практике разности между двумя радиочастотами, наиболее удаленными от присвоенной частоты, которые соответствуют двум крайним звуковым частотам, которые нужно передать с заданным малым ослаблением в двух внешних каналах излучения.

РИСУНОК 6

Отношение α_B (дБ) между эталонным уровнем 0 дБ для ограничивающей кривой внеполосного спектра излучения класса A3E и уровнем несущей как функции необходимой ширины полосы F (кГц) для эффективной ширины полосы шума измерительного прибора в 100 Гц для различных значений среднеквадратичной мощности фактора модулятора (m_{rms}) передатчика



0328-06

5.4.2 Мощность в пределах необходимой полосы

Вопросы мощности в пределах необходимой полосы рассмотрены в п. 5.3.2.

5.4.3 Внеполосный спектр для излучения класса В8Е; четыре телефонных канала работают одновременно

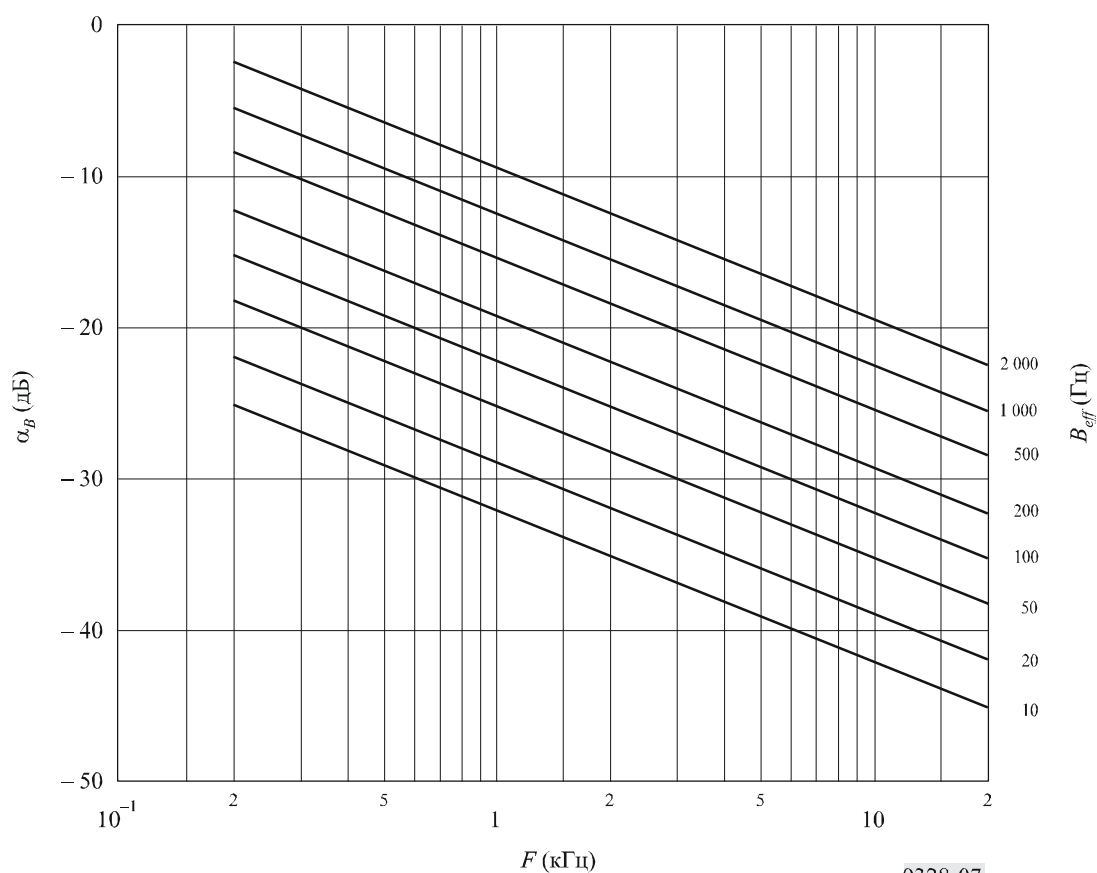
Внеполосная мощность зависит от количества и расположения работающих каналов. Изложенный ниже текст имеет силу лишь в том случае, когда четыре телефонных канала работают одновременно. Когда некоторые каналы остаются незагруженными, внеполосная мощность снижается.

Если представить частоту в виде абсциссы в логарифмическом масштабе, когда эталонная частота совпадает с центром необходимой полосы, и если спектральную плотность мощности представить в виде ординат (дБ), то кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже двух прямых линий, начинающихся в точке $(+0,5 F, 0 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,5 F, 0 \text{ дБ})$ и заканчивающихся в точке $(+0,7 F, -30 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,7 F, -30 \text{ дБ})$, соответственно. После этих точек и ниже до уровня -60 дБ эта кривая должна лежать ниже двух прямых, начинающихся в последних точках и имеющих наклон 12 дБ на октаву. Далее эта кривая должна лежать ниже уровня -60 дБ .

Эталонный уровень 0 дБ соответствует плотности мощности, которая существовала бы, если бы общая мощность, за исключением мощности ослабленной несущей, распределялась равномерно в пределах необходимой ширины полосы.

РИСУНОК 7

Отношение α_B (дБ) между эталонным уровнем 0 дБ для ограничивающей кривой внеполосного спектра излучения класса А3Е и уровнем несущей как функции необходимой ширины полосы F (кГц) для эффективной ширины полосы шума (B_{eff}) измерительного прибора и среднеквадратичной мощности фактора модулятора, равной 35%



6 Излучение звукового радиовещания с амплитудной модуляцией

Границы спектров излучений звукового радиовещания с амплитудной модуляцией, описанные в настоящем разделе, получены на основе измерений характеристик передатчиков, модулированных взвешенным шумом со среднеквадратичным значением коэффициента модуляции, равным 35%, и при отсутствии динамического компандирования амплитуд сигнала.

6.1 Тип модулирующего сигнала и регулирование уровня входного сигнала при излучении класса АЗЕGN, звуковое радиовещание

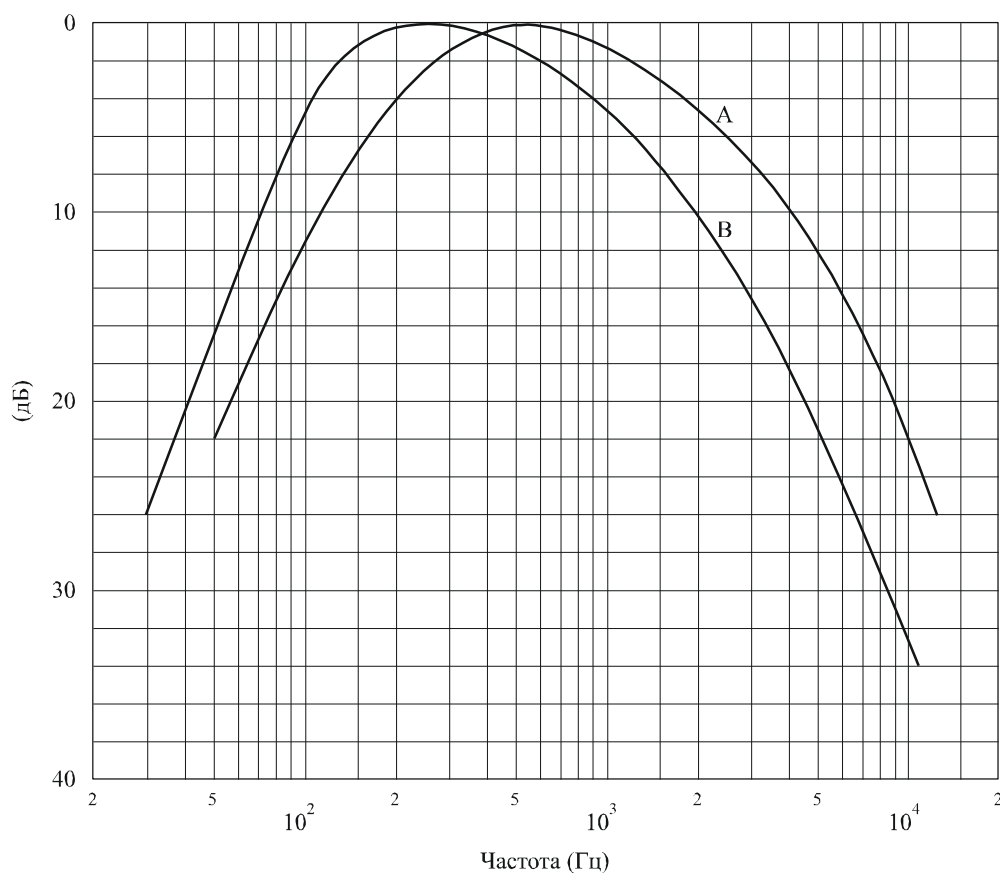
Процедура регулировки, изложенная в п. 5.1 выше, может также применяться и к передатчикам для звукового радиовещания, за исключением того, что в данном случае шум взвешивается в соответствии с кривыми, о которых идет речь в п. 6.3.2 и которые изображены на рисунке 8.

6.2 Шумовой сигнал для модулирования генераторов сигнала (выдержка из Рекомендации МСЭ-R BS.559, п. 1.3)

Стандартный сигнал имитации модуляции должен удовлетворять двум следующим условиям:

- его спектральный состав должен соответствовать составу представительной программы радиовещания;
- его динамика должна быть достаточно слабой, чтобы обеспечить постоянное четкое считывание на измерительном приборе.

РИСУНОК 8



Кривые А: частотный спектр стандартного шума (измеряемый с помощью третьооктавных фильтров)
 В: частотная характеристика цепи пассивного фильтра

0328-08

За основу берется амплитудно-частотный спектр современной танцевальной музыки, так как именно этот тип программы содержит значительную долю высоких звуковых частот и является самым распространенным. Однако динамика такого типа программы является слишком широкой и поэтому не удовлетворяет второму условию, упомянутому выше. Для этой цели подходит стандартный цветной шумовой сигнал, амплитудно-частотный спектр которого достаточно близок к спектру современной танцевальной музыки (см. кривую А на рисунке 8, которая измеряется с использованием третьооктавных фильтров).

Этот стандартный цветной шумовой сигнал можно получить с помощью генератора белого шума посредством цепи пассивного фильтра, изображенной на рисунке 9. Частотная характеристика этого фильтра воспроизводится в виде кривой В на рисунке 8. (Следует отметить, что разница между кривыми А и В на рисунке 8 объясняется тем, что кривая А основана на измерениях, осуществляемых с помощью третьооктавных фильтров, через которые проходит больший объем энергии по мере того, как ширина полосы фильтра расширяется с частотой).

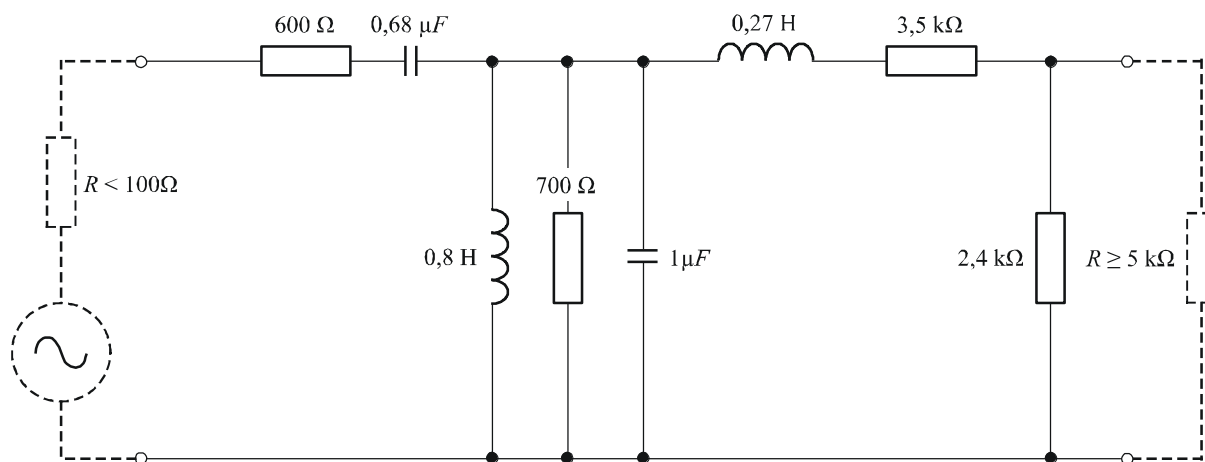
Спектр за пределами требуемой ширины полосы стандартного цветного шума должен быть ограничен фильтром низких частот с такими параметрами критической частоты и наклона, которые обеспечивают ширину полосы модулирующего сигнала примерно на уровне, равном половине стандартной ширины полосы излучения. Амплитудно-частотные характеристики в звуковой частоте каскада модуляции генератора сигнала не должны колебаться более чем на 2 дБ до критического уровня частоты фильтра низких частот.

6.3 Излучение класса АЗЕ, двухполосное звуковое радиовещание

6.3.1 Необходимая ширина полосы

Необходимая ширина полосы, F , на практике равна величине, в два раза превышающей самую высокую частоту модуляции, M , которую нужно передать с заданным малым ослаблением.

РИСУНОК 9
Цепь фильтра



0328-09

6.3.2 Мощность в пределах необходимой полосы

Статистическое распределение мощности в пределах необходимой полосы определяется относительным уровнем мощности различных компонент звуковой частоты на входе передатчика.

Можно исходить из того, что распределение мощности в полосе звуковой частоты средней радиовещательной программы соответствует кривым, изображенным на рисунке 8. На практике эти кривые не будут превышать более чем на 5–10% времени передачи программы.

6.3.3 Внеполосный спектр

Если отложить частоту вдоль линии абсциссы в логарифмическом масштабе, а плотность мощности – вдоль оси ординат (дБ), то кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже двух прямых линий, начинающихся в точке $(+0,5 F, 0 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,5 F, 0 \text{ дБ})$ и заканчивающихся в точке $(+0,7 F, -35 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,7 F, -35 \text{ дБ})$, соответственно. После этих точек и ниже до уровня -60 дБ эта кривая должна проходить ниже двух прямых линий, начинающихся в последних точках и имеющих наклон в 12 дБ на октаву. Далее эта же кривая должна лежать ниже уровня -60 дБ .

Эталонный уровень 0 дБ соответствует плотности мощности, которая существовала бы, если бы общая мощность, исключая мощность несущей, равномерно распределялась по всей необходимой ширине полосы (см. п. 6.3.4).

Ордината построенной таким образом кривой представляет среднюю мощность, измеренную с помощью анализатора спектра с шириной эффективной шумовой полосы равной 100 Гц , частота которой настроена на частоту, отложенную по оси абсцисс.

6.3.4 Взаимосвязь между эталонным уровнем 0 дБ для определения внеполосного спектра и уровнями других спектральных компонент излучения

6.3.4.1 Взаимосвязь между эталонным уровнем 0 дБ и уровнем, соответствующим максимальной спектральной плотности мощности

Эталонный уровень 0 дБ, определенный в п. 6.3.3, на 8–10 дБ ниже уровня, соответствующего максимальной плотности мощности в любой боковой полосе при модуляции передатчика белым шумом, взвешенным в соответствии с кривой, упомянутой в п. 6.3.2.

Величина 8 дБ действительна для полосы модулирующих частот с верхней границей частоты 4,5 кГц или 6 кГц. Величина 10 дБ применяется в тех случаях, когда верхняя граница частоты составляет 10 кГц.

6.3.4.2 Взаимосвязь между эталонным уровнем 0 дБ и уровнем несущей

См. п. 5.3.4.2, который также применим для случая звукового радиовещания.

Приложение 2

Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типам В и R

(С независимой боковой полосой и однополосной боковой полосой)

СОДЕРЖАНИЕ

	<i>Стр.</i>
1 Форма огибающей спектра для излучений класса В8Е и класса R7J, модулированных белым шумом.....	23
1.1 Измерения, описанные в колонке 1 таблицы 3.....	24
1.2 Измерения, описанные в колонке 2 таблицы 3.....	26
1.3 Измерения, описанные в колонке 3 таблицы 3.....	26

1 Форма огибающей спектра для излучений класса В8Е и класса R7J, модулированных белым шумом

В настоящем разделе речь идет о результатах измерений, проведенных несколькими администрациями, на передатчиках различной конструкции в отношении излучений классов В8Е и R7J.

Основные характеристики передатчиков и условия измерительных испытаний приводятся в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3

Характеристики передатчика и условия измерительных испытаний для излучений классов В8Е и R7J

Номер измерения	1	2	3
Класс излучения	В8Е	В8Е	В8Е; R7J
<i>Характеристики передатчика:</i>		Различные передатчики	Различные передатчики
– Пиковая мощность огибающей P_p (два тона) ⁽¹⁾ (кВт)	20	От нескольких кВт до нескольких десятков кВт	Различные величины
– интермодуляционное искажение третьего порядка α_3 ⁽¹⁾ (дБ)	≤ -35		
– количество работающих каналов во время измерения	2 в нижней боковой полосе	2 и 4	
– ширина полосы речевого канала (Гц)	3 000		
– подавление несущей (дБ) относительно пиковой мощности огибающей	-50		
<i>Тип модулирующего сигнала:</i>	Белый шум	Белый шум	Белый шум
– ширина полосы	30 Гц – 20 кГц ± 1 дБ		100 Гц – 6 кГц на каждую боковую сторону
Класс излучения	В8Е	В8Е	В8Е; R7J
<i>Уровень входного сигнала</i> ⁽¹⁾ Установить такой величины, чтобы:			
– на выходе, P_m (шум) =	0,25 P_p (два тона)		0,25 P_p (два тона)
<i>Тип измерительного прибора:</i>	Избирательный измеритель действительных эффективных значений	Анализатор спектра	Анализатор спектра
– полоса пропускания (Гц)	Кривые C: 3 800 D: 100	$\leq 0,05 F$ ⁽²⁾	
Форма спектра	См. рисунок 10	См. п. 1.1	

(1) При всех измерениях передатчик сначала модулируется двумя синусоидальными сигналами равной амплитуды. Затем пиковая мощность огибающей P_p (два тона) и интермодуляционные искажения третьего порядка α_3 определяются в соответствии с методикой, изложенной в Рекомендации МСЭ-R SM.326. Наконец, два синусоидальных сигнала заменяются шумовым сигналом, уровень которого регулируется таким образом, чтобы получить одно из условий, упомянутых в графе "уровень входного сигнала", где P_m обозначает среднюю мощность, а P_p – пиковую мощность огибающей.

(2) B_p – полоса пропускания фильтров передатчика, а F – необходимая ширина полосы.

Результаты измерений можно резюмировать следующим образом:

1.1 Измерения, описанные в колонке 1 таблицы 3

Использовалась только нижняя боковая полоса, а верхняя боковая полоса была подавлена, по крайней мере, на -60 дБ с помощью фильтра, встроенного в передатчик. Несущая была подавлена примерно до -50 дБ (класс J3E), а ширина полосы звуковых частот составляла примерно 6 000 Гц.

Ширина полосы шумового сигнала была ограничена только характеристиками фильтра передатчика (см. кривую А на рисунке 10). В этой связи следует отметить, что для того, чтобы определить

радиочастотный спектр, создаваемый только одним речевым каналом, необходимо ограничить ширину полосы измерительного сигнала до подачи его на вход передатчика, так как его общая ширина полосы значительно больше, чем ширина одного речевого канала.

Одна серия измерений проводилась с использованием анализатора с шириной полосы около 100 Гц. В других сериях измерений использовался анализатор с шириной полосы в 3,8 кГц и очень крутым наклоном характеристики затухания.

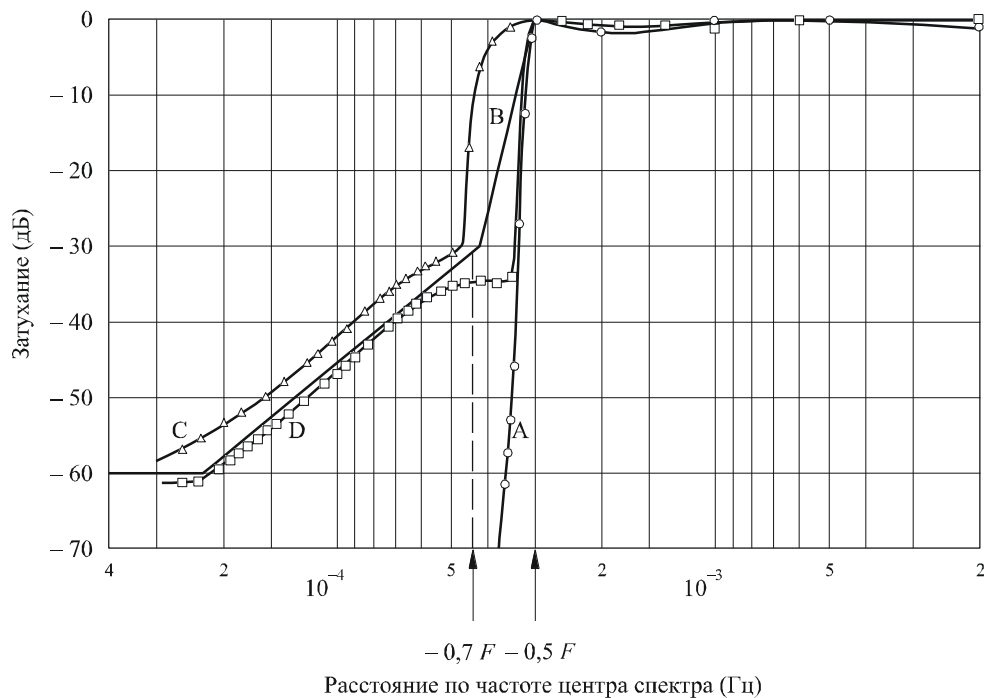
Эти результаты отражены в кривых D и C, соответственно, которые изображены на рисунке 10. Эти кривые представляют огибающие спектров нижней боковой полосы, измеренные для нижней от центра части радиочастотного спектра. Кривые, подобные представленным на рисунке 10, были получены и для верхней от центра части радиочастотного спектра.

Если при измерении спектра с помощью узкополосного оборудования, как это имеет место в данном случае, результаты измерения лежат в пределах, ограниченных кривой В, то при применении широкополосных приемников этот предел превышает. Поскольку широкополосное оборудование не учитывает тонкую структуру спектра, особенно в области с крутым наклоном огибающей спектра, то рекомендуется для таких измерений применять узкополосное оборудование.

Далее из рисунка 10 можно сделать заключение, что внеполосное излучение начинается на уровне примерно равном уровню интермодуляционной компоненты третьего порядка, а именно на -35 дБ. Внеполосное излучение остается почти постоянным в непосредственной близости от пределов ширины полосы; для частот, удаляющихся от этих пределов, кривая постепенно спадает, сначала пропорционально частоте, затем достигая наибольшего наклона, составляющего примерно 12 дБ на октаву. На рисунке 11 принят линейный масштаб частоты по оси абсцисс, что позволяет более наглядным образом проиллюстрировать описанную выше огибающую спектра.

РИСУНОК 10

Огибающая спектра плотности мощности излучения класса В8Е



F : необходимая ширина полосы (6000 Гц)

Кривые А: частотные характеристики фильтра передатчика

В: ограничивающая кривая, упомянутая в п. 5.4.3 Приложения 1

С: измеренная анализатором с полосой пропускания 3800 Гц

Д: измеренная анализатором с полосой пропускания 100 Гц

0328-10

1.2 Измерения, описанные в колонке 2 таблицы 3

Если отложить частоту по оси абсцисс в логарифмическом масштабе и предположить, что эталонная частота совпадает с центром необходимой ширины полосы F , а плотность мощности отложить по оси ординат в децибелах, то кривые, представляющие внеполосные спектры, полученные для нескольких передатчиков излучения класса В8Е с различной выходной мощностью (при работающих одновременно двух или четырех каналах), будут лежать ниже двух прямых линий, начинающихся в точке $(+0,5 F, 0 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,5 F, 0 \text{ дБ})$ и заканчивающихся в точке $(+0,55 F, -30 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,55 F, -30 \text{ дБ})$, соответственно. За последними точками и ниже до уровня -60 дБ кривые лежат ниже двух прямых линий, начинающихся в последних точках и имеющих наклон в 12 дБ на октаву.

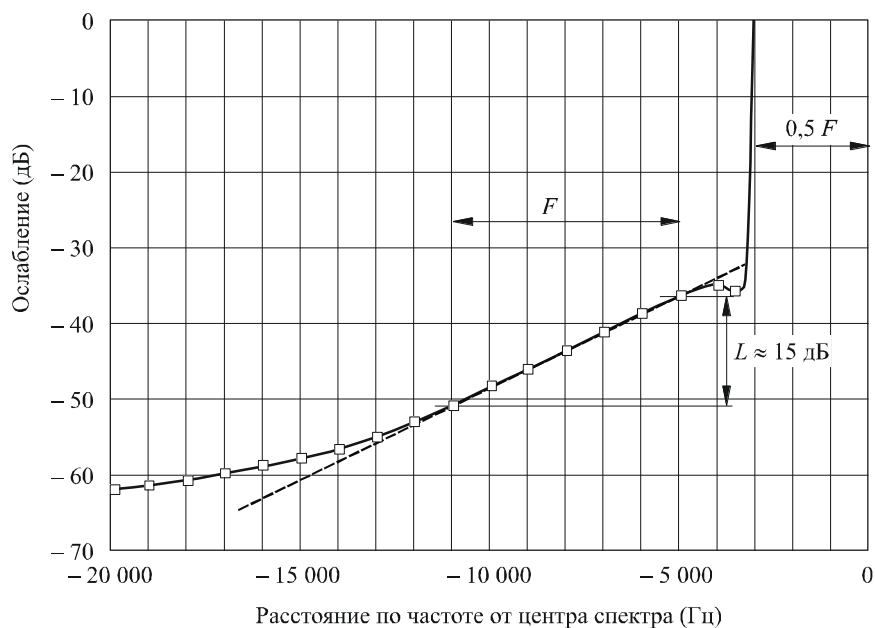
1.3 Измерения, описанные в колонке 3 таблицы 3

Измерительное оборудование подключается таким образом, чтобы облегчить проведение измерений интермодуляционных искажений как с помощью двухчастотного метода, так и с использованием белого шума, чтобы можно было сравнить эти два метода. При использовании метода белого шума выход генератора белого шума подключается через фильтры, ограничивающие ширину полосы шума до максимальной ширины полосы, обычно отмечаемой при работе и составляющей 100–6000 Гц на боковую полосу. Полосовой заградительный фильтр обеспечивает полосу, в которой можно проводить измерение "внутриполосных" продуктов искажений с помощью анализатора спектра с фильтром 30 Гц. Полосовой заградительный фильтр должен иметь минимальную ширину полосы в 500 Гц на уровне

3 дБ и коэффициент прямоугольности на уровне 60 дБ равный 3,5/1, чтобы обеспечить приемлемую фильтрацию при проведении измерений анализатором спектра с фильтром 30 Гц уровней продуктов искажений, приближающихся к 50 дБ.

РИСУНОК 11

Кривая D (рисунок 10), изображенная в линейном частотном масштабе



L : Линейная область, равная примерно необходимой ширине полосы F

0328-11

Большинство измерений с загрузкой белым шумом осуществлялись при средней выходной мощности, составлявшей -6 дБ относительно пиковой мощности огибающей, что подтверждает отношение, указанное в уравнении (16) в п. 1.2.4. Приложения 5.

Эти измерения подтверждают и обобщают предыдущие заключения и свидетельствуют о том, что использование сигналов белого шума обеспечивает пригодную замену модулирующего сигнала для двух типов мультиплексных излучений классов В8Е и R7Е, которые имеют широкое применение. Кроме того, с помощью этих измерений удалось установить полезную и стабильную экспериментальную взаимосвязь между внутриполосными интермодуляционными искажениями и внеполосным излучением. Однако нет четкого соответствия между искажениями, полученными при измерениях двухчастотным методом, и искажениями, измеренными при эквивалентной загрузке белым шумом.

Приложение 3

Соображения в отношении излучений, обозначенных как относящиеся к типу F (Частотная модуляция)

СОДЕРЖАНИЕ

		<i>Стр.</i>
1	Излучения класса F1B.....	29
1.1	Необходимая ширина полосы.....	29
1.2	Форма огибающей спектра.....	29
1.2.1	Телеграфный сигнал, состоящий из точек с нулевым временем установления.....	29
1.2.2	Периодические телеграфные сигналы с конечным временем установления.....	31
1.2.3	Непериодический телеграфный сигнал с конечным временем установления.....	33
1.3	Мощность и ширина занимаемой полосы внеполосного излучения.....	34
1.4	Формирование телеграфного сигнала с помощью фильтров.....	36
1.5	Помеха по соседнему каналу.....	36
1.6	Время установления сигнала.....	37
1.7	Ширина занимаемой полосы для неформированных сигналов.....	37
1.8	Внеполосный спектр.....	37
2	Излучения с частотной модуляцией для звукового радиовещания и радиосвязи.....	38
2.1	Излучения класса F3E, монофоническое звуковое радиовещание.....	38
2.1.1	Необходимая ширина полосы.....	38
2.1.2	Внеполосный спектр излучений класса F3E с шумовой модуляцией....	38
2.2	Излучения классов F8E и F9E, стереофоническое звуковое радиовещание.....	38
2.2.1	Необходимая ширина полосы.....	38
2.3	Излучения класса F3E, узкополосная радиосвязь.....	38
3	Многоканальные излучения с частотной модуляцией, использующие частотное уплотнение.....	39
3.1	Необходимая ширина полосы.....	39
3.2	Форма огибающей спектра.....	39
3.3	Внеполосная мощность.....	42

1 Излучения класса F1B

Для излучений класса F1B телеграфия с частотной манипуляцией при наличии или отсутствии флуктуаций, вызванных распространением радиоволн:

1.1 Необходимая ширина полосы

Если частотный сдвиг или разница между частотами посылки и паузы составляет $2D$ и если m представляет собой индекс манипуляции ($2D/B$), то необходимая ширина полосы задается одной из следующих формул, выбор которой зависит от величины m :

$$2,6 D + 0,55 B \quad \text{с точностью до 10\% при } 1,5 < m < 5,5$$

$$2,1 D + 1,9 B \quad \text{с точностью до 2\% при } 5,5 \leq m \leq 20.$$

1.2 Форма огибающей спектра

Форма радиочастотного спектра для излучения класса F1B описывается ниже в пп. с 1.2.1 по 1.2.3 для различных форм телеграфных сигналов.

1.2.1 Телеграфный сигнал, состоящий из точек с нулевым временем установления

Амплитуда огибающей спектра относительно амплитуды непрерывного излучения $A(n)$ изображена на рисунке 12 (сплошные линии), как функция порядка боковой составляющей для телеграфного сигнала, состоящего из точек с нулевым временем установления и равной длительностью посылок и пауз.

Линейные или асимптотические участки сплошных кривых на рисунке 12 могут быть в приближении получены с помощью формулы:

$$A(n) = \frac{2m}{\pi n^2}, \quad (8)$$

где:

n : порядок боковой составляющей

$$n = 2f/B$$

f : расстояние по частоте от центра спектра (Гц)

B : скорость модуляции (бод)

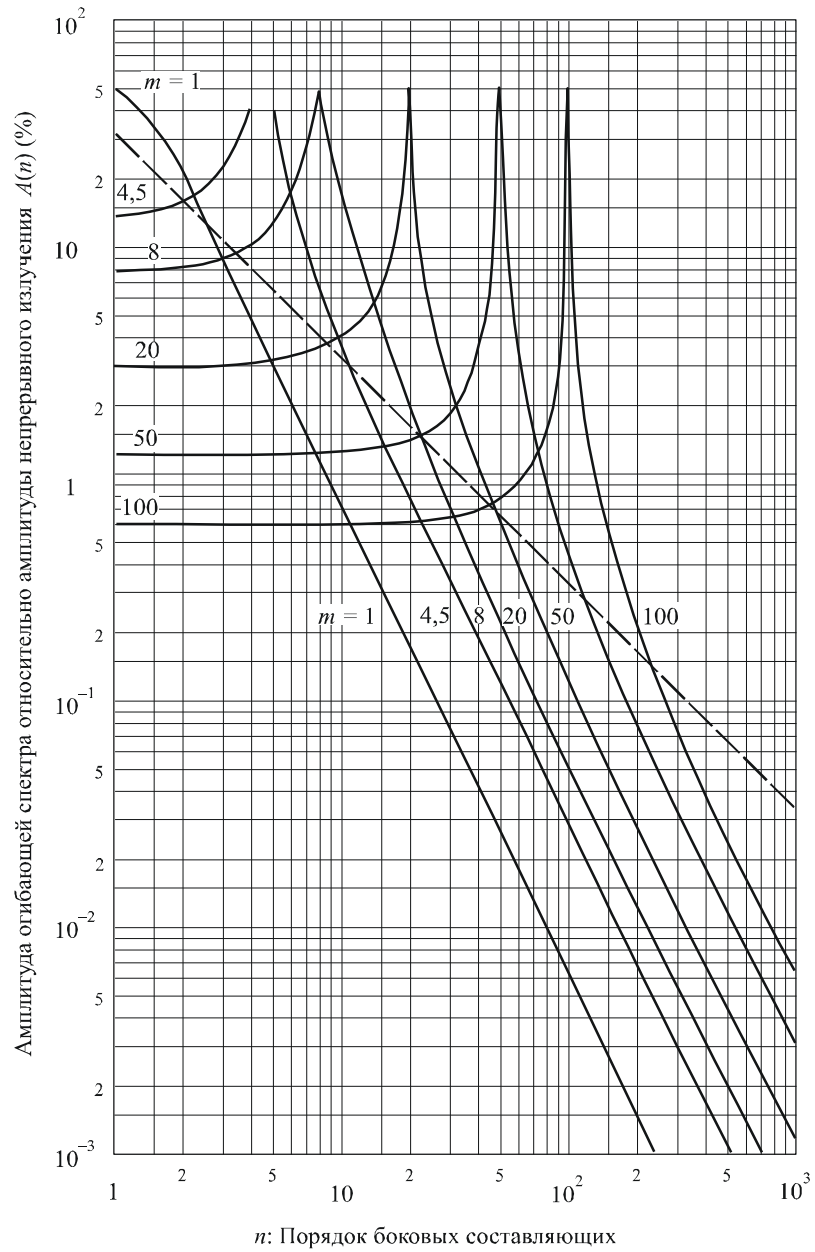
m : индекс модуляции

$$m = 2D/B$$

D : пиковая девиация частоты или половина сдвига частоты (Гц).

РИСУНОК 12

Огибающие разночастотных спектров для телеграфных сигналов, состоящих из точек



m : Индекс модуляции

———— Излучение класса F1B

- - - - - Излучения классов A1A и A1B

1.2.2 Периодические телеграфные сигналы с конечным временем установления

Амплитуда $A(x)$ огибающей спектра, производимого телеграфным сигналом, состоящим из точек с конечным временем установления и равной длительностью посылок и пауз, может быть представлена следующей эмпирической формулой:

$$A(x) = E \frac{2}{\pi} \frac{1}{m} x^{-u} (x^2 - 1)^{-1} \quad \text{для } x > 1, \quad (9)$$

где:

$$x = f/D$$

E : амплитуда непрерывного излучения

$$u = \sqrt{5 D \tau}$$

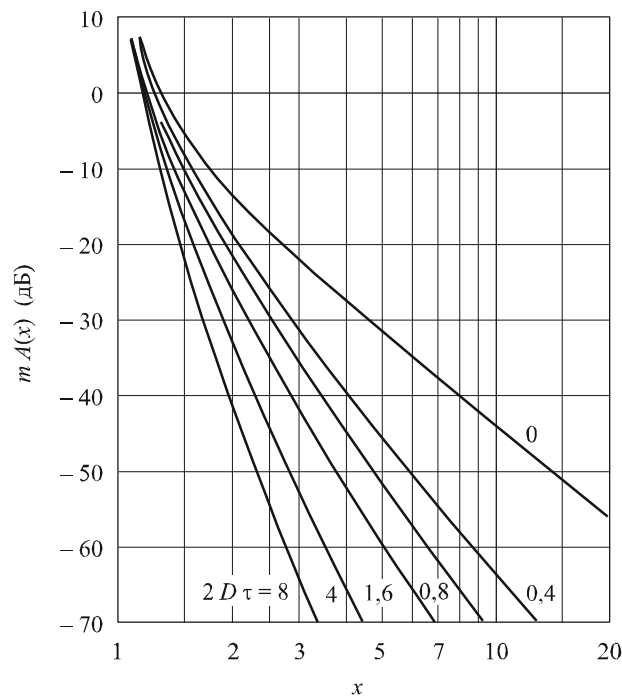
τ : время установления телеграфного(ых) сигнала(ов), определенное в п. 1.9 раздела *рекомендует*

f, D, m : как определены в п. 1.2.1 выше.

Из формулы (9) можно сделать вывод, что форма огибающей спектра зависит только от произведения $D \tau$ и что для данного значения этого произведения амплитуда огибающей $A(x)$ обратно пропорциональна индексу модуляции m . Это проиллюстрировано на рисунке 13, где произведение $m A(x)$ показано как функция x при различных значениях $D \tau$.

РИСУНОК 13

Спектральное распределение для излучения F1B,
рассчитанное по эмпирической формуле (9)

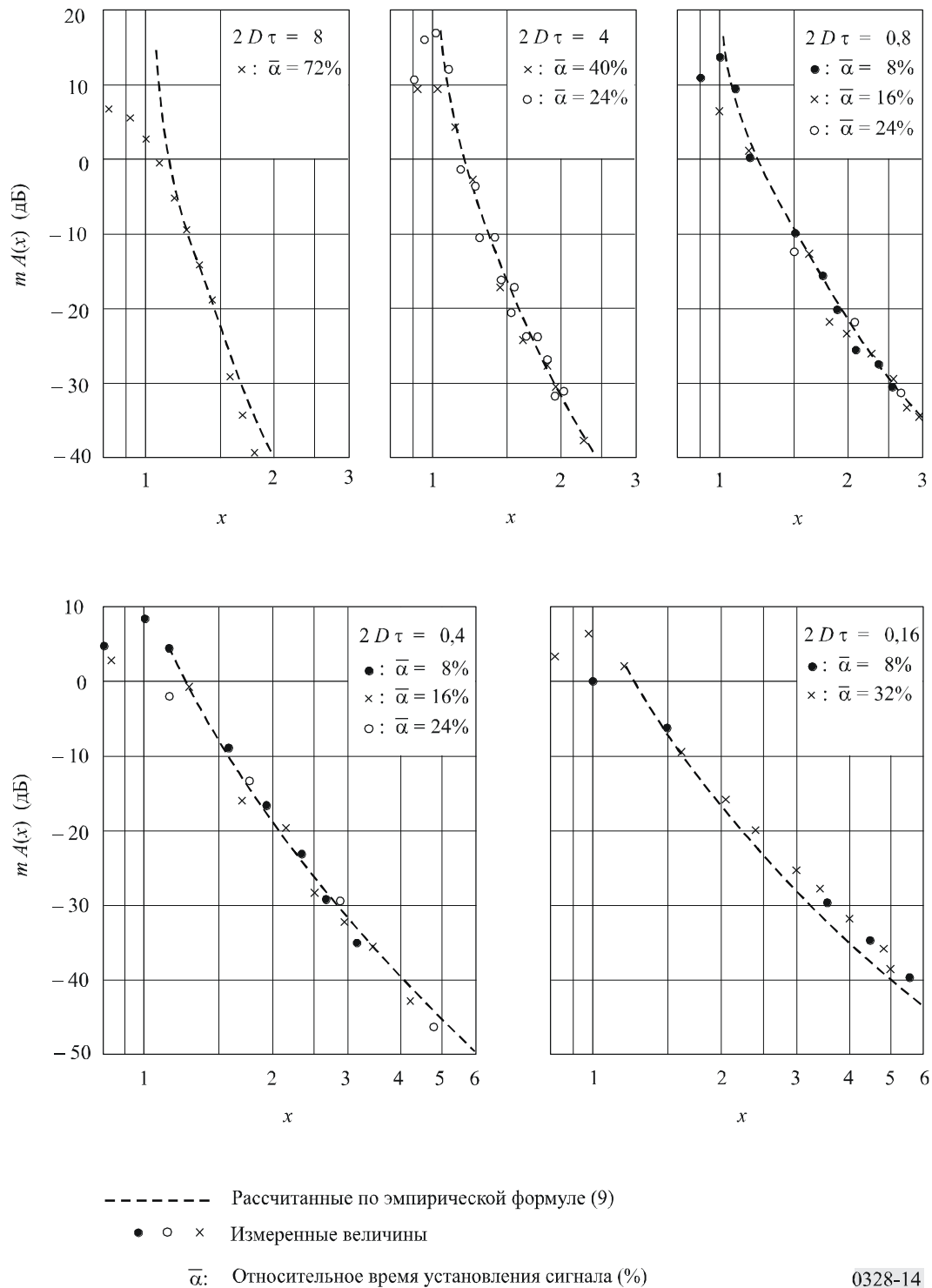


0328-13

Было показано, что влияние времени установления на форму огибающей спектра мало при значениях $D \tau$ меньших 0,15 или равных от 1 до 5. При неодинаковых значениях длительности посылок и пауз форма огибающей спектра в значительной степени зависит от произведения $D \tau$ и длительности самого короткого элемента сигнала, но всегда подобна форме, производимой сигналом, состоящим из точек с таким же временем установления.

На рисунке 14 сравниваются результаты измерений, проведенных для различных спектров, с результатами, полученными путем вычислений соответствующих величин по формуле (9). Совпадение удовлетворительно для величин x , превышающих 1,2, но ухудшается при уменьшении величин произведения $D \tau$.

РИСУНОК 14
Спектры излучений F1B



0328-14

1.2.3 Непериодический телеграфный сигнал с конечным временем установления

Когда сигнал непериодический, что имеет место в условиях реального обмена, то спектральное распределение можно представить в виде спектральной плотности мощности.

Средняя плотность мощности на единицу ширины полосы $p(x)$ вычисляется по эмпирической формуле:

$$p(x) = \frac{P_0}{B} \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{m^2} x^{-2u} (x^2 - 1)^{-2}, \quad (10)$$

где:

P_0 : общая мощность излучения

B, m, x, u : как определены в пп. 1.2.1 и 1.2.2.

В этом случае форма огибающей спектра также зависит только от произведения сдвига частоты и времени установления.

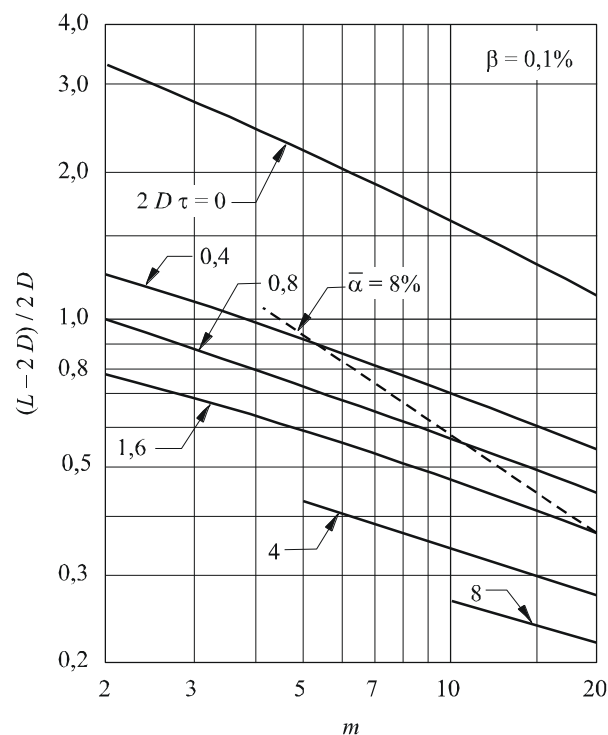
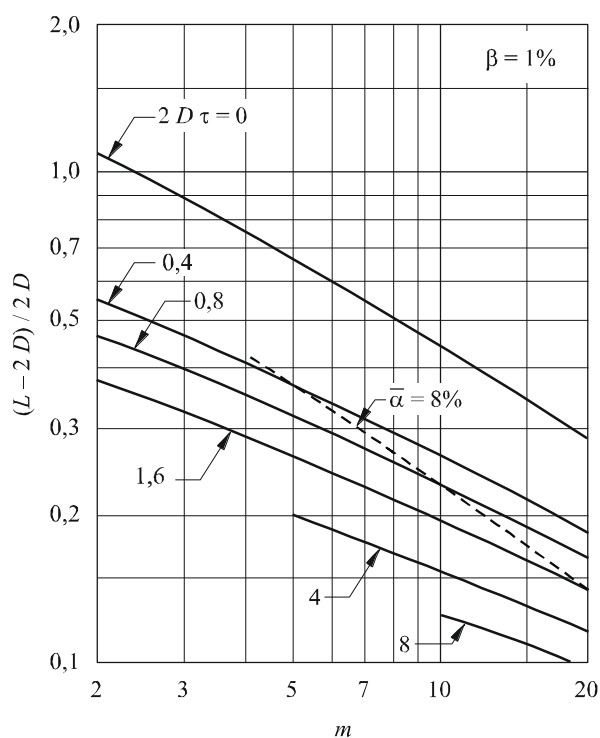
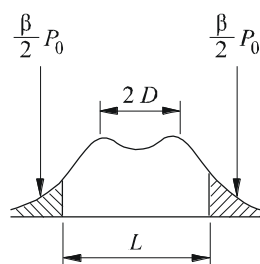
1.3 Мощность и ширина занимаемой полосы внеполосного излучения

Мощность внеполосного излучения P' , в соответствии с определением, содержащимся в п. 1.6 раздела *рекомендует*, может быть установлена интегрированием, между двумя частотными пределами, плотности мощности, вычисленной по формуле (10).

На рисунке 15 изображены величины ширины полосы L , вычисленные для различных значений m и $2 D \tau$, при $\beta = 0,01$ и $\beta = 0,001$, где β представляет собой относительную внеполосную мощность P'/P_0 .

РИСУНОК 15

Ширина полосы, рассчитанная по эмпирической формуле (10)



0328-15

Ширину занимаемой полосы L (Гц) для $\beta = 0,01$ также можно вычислить с помощью эмпирической формулы:

$$L = 2D + D(3 - 4\sqrt{\bar{\alpha}})m^{-0,6}, \quad (11)$$

где $\bar{\alpha}$ представляет собой относительное время установления самого короткого импульса телеграфного сигнала, соответствующего определению, содержащемуся в п. 1.10 раздела, *рекомендует*.

Рассчитанная таким образом ширина занимаемой полосы практически не зависит от формы телеграфного сигнала, в то время как внеполосный спектр в значительной мере зависит от этой формы.

Максимальные расхождения между результатами, полученными с помощью формулы (11), и результатами, полученными на основе точных расчетов, составляют следующие величины:

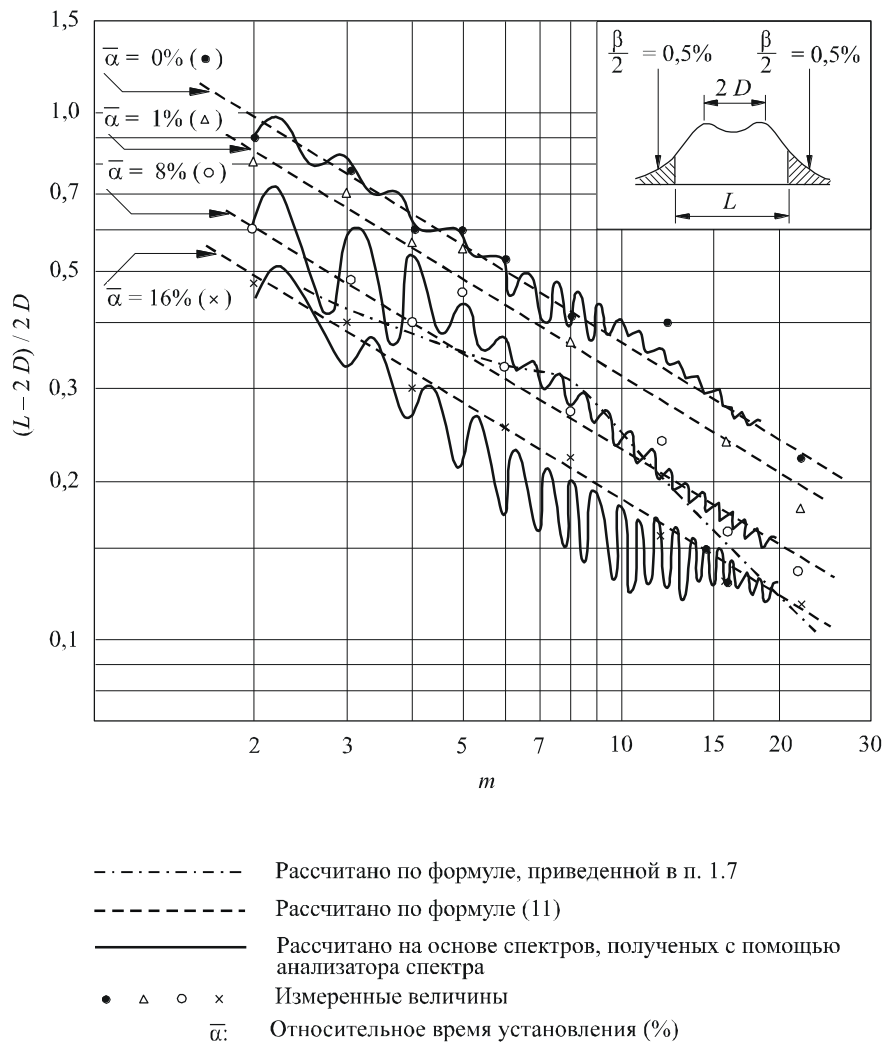
3%	для $\bar{\alpha} = 0$;	$2 \leq m \leq 20$
9%	для $\bar{\alpha} = 0,08$;	$1,4 \leq m \leq 20$
10%	для $\bar{\alpha} = 0,24$;	$2 \leq m \leq 20$.

Приведенный выше список указывает пределы, внутри которых формулу (11) можно использовать с достаточной степенью точности. Указанные проценты относятся к нижнему пределу значения m . При повышении значения m процент снижается.

Наконец, на рисунке 16 изображены результаты вычислений и измерений ширины занимаемой полосы с использованием различных методов.

РИСУНОК 16

Сравнение результатов расчетов и измерений ширины занимаемой полосы



0328-16

1.4 Формирование телеграфных сигналов с помощью фильтров

См. п. 3 Приложения 1. Однако использование фильтров с минимальными выбросами не обязательно, если передатчик должен работать более чем на двух частотах, например, в случае четырехчастотной дуплексной работы.

1.5 Помеха по соседнему каналу

См. п. 1.6 Приложения 1.

1.6 Время установления сигнала

Внеполосный спектр, близкий к ограничивающей кривой, описанной в п. 1.8, соответствует времени установления, примерно равному 8% исходной продолжительности телеграфной точки, т. е. примерно $1/12 B$, при условии, что для формирования сигнала используется надлежащий фильтр.

1.7 Ширина занимаемой полосы для неформированных сигналов

В целях сравнения с формулами, приведенными в п. 1.1, можно упомянуть, что для последовательных равных и прямоугольных сигналов посылок и пауз (с нулевым временем установления) ширина занимаемой полосы может быть определена по формулам:

$$2,6 D + 1,4 B \quad \text{с точностью 2\% при } 2 \leq m \leq 8$$

$$2,2 D + 3,1 B \quad \text{с точностью 2\% при } 8 \leq m \leq 20.$$

1.8 Внеполосный спектр

Если отложить частоту вдоль оси абсцисс в логарифмическом масштабе, а спектральную плотность мощности – вдоль оси ординат в децибелах, то кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже двух прямых линий, имеющих постоянный наклон в децибелах на октаву и начинающихся в двух точках, расположенных на частотах, которые ограничивают необходимую ширину полосы, а заканчивающихся на уровне –60 дБ. Далее эта кривая должна лежать ниже уровня –60 дБ. Начальные ординаты двух прямых линий и их наклоны приводятся в таблице 4 в виде функции индекса модуляции m .

ТАБЛИЦА 4

Индекс модуляции	Начало ординат (дБ)	Наклон (дБ на октаву)
$1,5 \leq m < 6$	–15	$13 + 1,8 m$
$6 \leq m < 8$	–18	$19 + 0,8 m$
$8 \leq m \leq 20$	–20	$19 + 0,8 m$

Эталонный уровень 0 дБ соответствует средней мощности излучения.

Допустимые величины мощности внеполосных излучений ниже и выше границ необходимой ширины полосы равны каждая примерно 0,5% общей средней излучаемой мощности.

Кривая, представляющая внеполосный спектр для индексов модуляции $0,5 \leq m \leq 1,5$, должна лежать ниже точек с координатами, указанными в таблице 5.

ТАБЛИЦА 5

Формулы для расчета B_x на уровнях X (дБ)				
–20	–30	–40	–50	–60
$3 \sqrt{m} \cdot B$	$4,1 \sqrt{m} \cdot B$	$5,8 \sqrt{m} \cdot B$	$8,1 \sqrt{m} \cdot B$	$11 \sqrt{m} \cdot B$

m : индекс модуляции

B : скорость модуляции.

Для каждой точки, расположенной на кривой, ограничивающей спектр, абсциссой является относительная ширина полосы $\pm B_x/2 B$, а ординатой – относительный уровень X . Эталонным уровнем 0 дБ служит уровень немодулированной несущей.

2 Частотно-модулированные излучения для звукового радиовещания и радиосвязи

2.1 Излучения класса F3E, монофоническое звуковое радиовещание

2.1.1 Необходимая ширина полосы

Необходимую ширину полосы можно рассчитать с помощью формулы, содержащейся в Рекомендации МСЭ-R SM.1138:

$$B_n = 2M + 2D K, \quad (12)$$

где:

B_n : необходимая ширина полосы

M : самая высокая модулирующая частота

D : максимальная девиация радиочастотной несущей

K : коэффициент, равный 1, если удовлетворено условие $D \gg M$.

2.1.2 Внеполосный спектр излучения класса F3E, модулированного шумом

Кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже точек с координатами, приведенными в таблице 6.

ТАБЛИЦА 6

Формулы для расчета B_x на уровнях (дБ)					Эффективный индекс модуляции m'
-20	-30	-40	-50	-60	
$6 m' M$	$(6,7 m' + 2) M$	$(7,8 m' + 3) M$	$(8,4 m' + 4,4) M$	$(9 m' + 6) M$	$0,5 \leq m' \leq 1,3$
$6 m' M$	$(7 m' + 2) M$	$(7,8 m' + 4) M$	$(8,4 m' + 6) M$	$(8,8 m' + 8) M$	$m' > 1,3$

$m' = D/pM$: эффективный индекс модуляции

D : пиковая девиация частоты

p : пик-фактор

M : максимальная частота модуляции.

Для каждой точки, расположенной на кривой, ограничивающей спектр, абсциссой является относительная ширина полосы $\pm B_x/2M$, а ординатой – относительный уровень X . Эталонным уровнем 0 дБ служит уровень максимальной спектральной плотности мощности в пределах боковой полосы.

2.2 Излучения классов F8E и F9E, стереофоническое звуковое радиовещание

2.2.1 Необходимая ширина полосы

Необходимую ширину полосы можно вычислить с помощью формулы (12), приведенной в Рекомендации МСЭ-R SM.1138.

2.3 Излучение класса F3E, узкополосная радиосвязь

Узкополосная частотная модуляция используется для целей связи. Базовые спектральные требования задаются уравнением (12), однако требования, касающиеся предварительной коррекции, могут быть самыми разными и поэтому целесообразно устанавливать конкретные параметры.

3 Частотно-модулированные многоканальные излучения, использующие частотное уплотнение

Выходной сигнал частотно-модулированного многоканального передатчика с частотным уплотнением может быть имитирован сигналом, который модулируется по частоте белым шумом. Это относится также к выходному сигналу передатчика с ограниченными числом каналов, если в каждом из каналов применяется устройство засекречивания с разделением спектра.

В настоящем разделе приводятся результаты теоретического анализа спектра сигнала, модулированного по частоте белым шумом, для различных степеней девиации частоты. Эти результаты подтверждены измерениями фактических спектров.

Излучения с индексами модуляции, которые не очень велики и не очень малы, имеют большое значение для действующих систем связи.

3.1 Необходимая ширина полосы

См. Рекомендацию МСЭ-R SM.853 (Необходимая ширина полосы), п. 1: (Частотно-модулированные многоканальные излучения с частотным уплотнением)

3.2 Форма огибающей спектра

Мощность спектра сигнала $p(f)$, модулированного по частоте белым шумом, можно вычислить следующим образом, принимая во внимание влияние предварительной коррекции, о которой идет речь в Рекомендации МСЭ-R F.275. Эти вычисления основаны на преобразовании Фурье функции автокорреляции фазово-модулирующего сигнала.

$$R_s(\tau) = \frac{2\sigma^2}{f_{max}^2} \int_{\varepsilon}^1 \frac{\sin^2(\pi f_{max} \tau u)}{u^2} P_r(u) du, \quad (13)$$

где:

f_{max} : самая высокая модулирующая частота

f_{min} : самая низкая модулирующая частота

$\varepsilon = f_{min}/f_{max}$

σ : эффективная многоканальная девиация частоты

$P_r(u)$: характеристика предварительной коррекции.

$$P_r(f/f_{max}) = C_0 + C_2 (f/f_{max})^2 + C_4 (f/f_{max})^4$$

$C_0 = 0,4$, $C_2 = 1,35$, $C_4 = 0,75$ (см. Рекомендацию МСЭ-R SF.675)

$$p(f) = 2P_0 \int_0^{\infty} \exp[-R_s(\tau)] \cos(2\pi f \tau) d\tau, \quad (14)$$

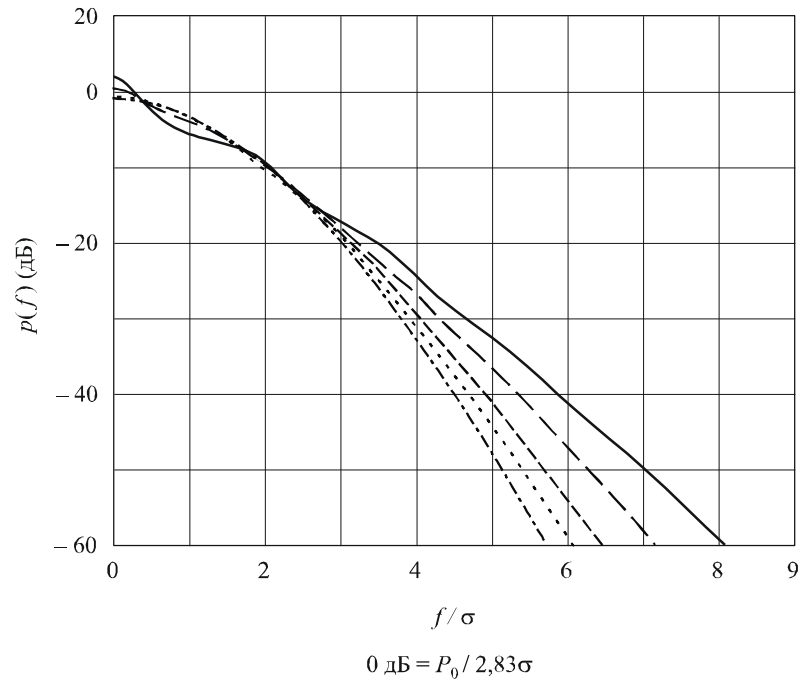
где P_0 представляет собой общую мощность.

При очень большом значении σ , величина уравнения (14) подчиняется малому τ . В этом случае приблизительное значение $R_s(\tau) = 2(\pi \sigma \tau)^2$. Поэтому огибающую спектра можно примерно вывести с помощью следующего распределения Гаусса:

$$p(f) = \frac{P_0}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma^2}\right). \quad (15)$$

Теоретические вычисления огибающей спектра выполнялись для различных индексов модуляции. Кривые для $\sigma/f_{max} \geq 0,5$ приводятся на рисунке 17, а кривые для $\sigma/f_{max} < 0,5$ – на рисунке 18. Эти кривые построены исходя из предположения, что $\varepsilon = 0$. В фактических применениях ε не равняется нулю. В данном случае появляется дискретная компонента на несущей частоте, так как при большом значении τ , $R_s(\tau)$, вычисляемое с помощью формулы (13), не становится бесконечным, в то время как при $\varepsilon = 0$ оно становится бесконечным. Эта остаточная несущая, как правило, становится больше при уменьшении индекса модуляции (см. Рекомендацию МСЭ-R SF.675). Поэтому форма спектра мощности, изображенная на рисунке 18 рядом с несущей и при целом кратном значении f_{max} , может быть несколько иной. Однако влияние предположения о том, что $\varepsilon = 0$ на внеполосную мощность (рисунки 19 и 20), остается несущественным. В Рекомендации МСЭ-R SF.766 представлены различные спектры мощности в фактических применениях.

РИСУНОК 17

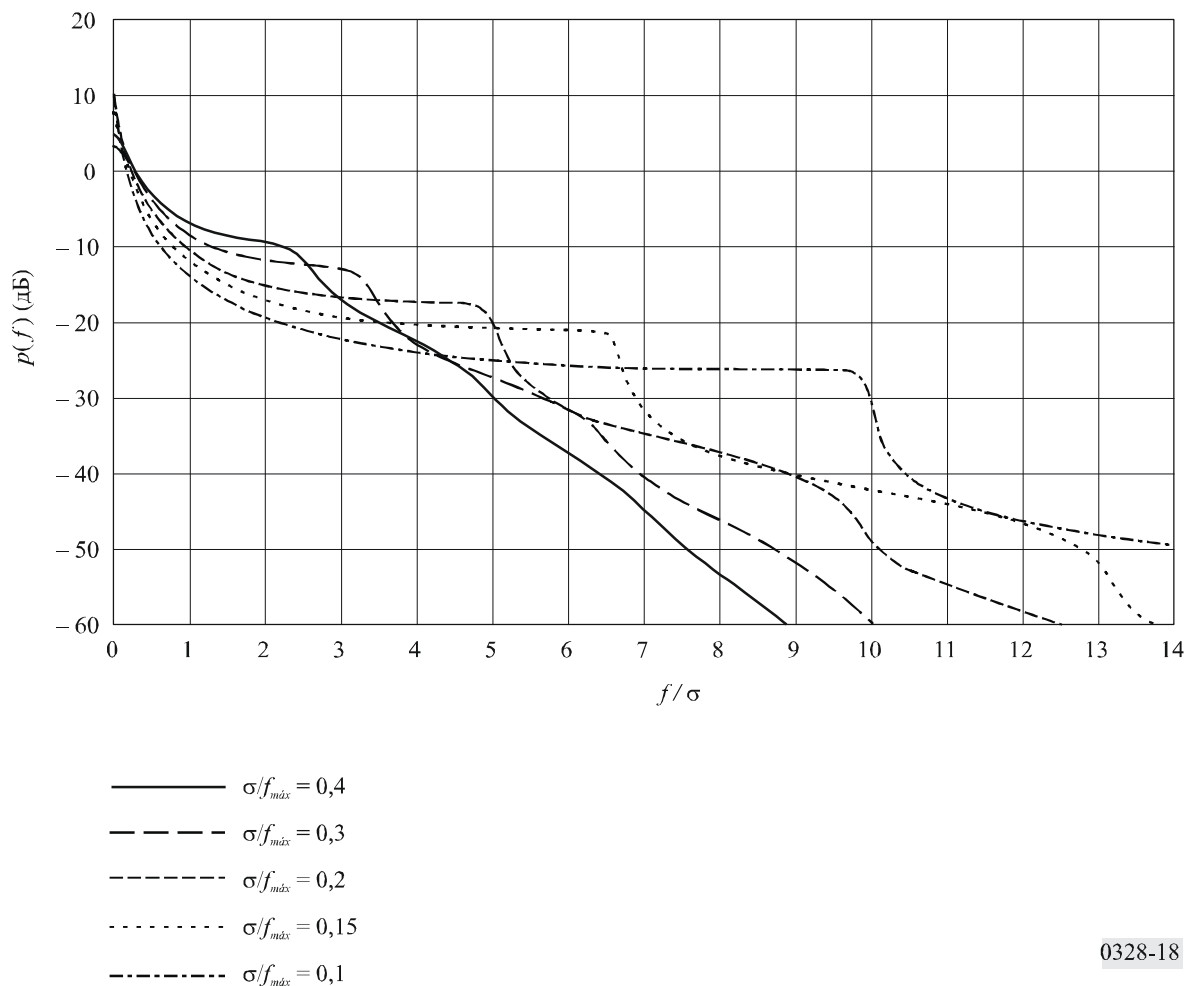
Спектральное распределение мощности при $\sigma/f_{max} \geq 0,5$ 

- $\sigma/f_{max} > 1,8$
- - - $\sigma/f_{max} = 1,3$
- - - - $\sigma/f_{max} = 1,0$
- · · · · $\sigma/f_{max} = 0,7$
- · - · - $\sigma/f_{max} = 0,5$

На рисунках 17–20 используются следующие обозначения:

- f_{max} : Максимальная граничная частота полосы шума
- σ : Среднеквадратичная девиация частоты, т. е. среднеквадратичное значение разности между мгновенной частотой и ее среднеарифметическим значением
- f : Расстояние по частоте от центра спектра
- P_0 : Общая мощность излучения
- P' : Мощность за пределами частот $-f$ и $+f$ в спектре, т. е. внеполосная мощность
- β : Относительная внеполосная мощность P'/P_0 , как указано в п. 1.12
- $p(f)$: Спектральная плотность мощности на частоте f

РИСУНОК 18

Спектральное распределение мощности при $\sigma/f_{max} < 0,5$ 

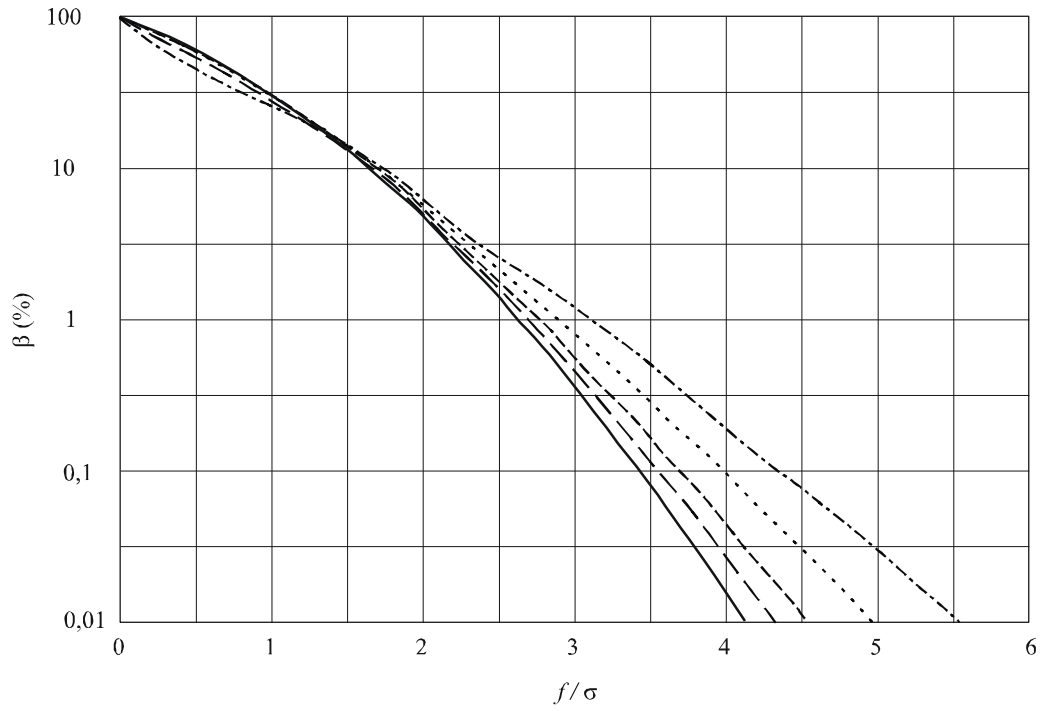
0328-18

При очень большом значении f спектры убывают очень быстро. Вместе с тем, следует отметить, что этот спад продолжается не бесконечно. В связи с шумом, создаваемым внутри передатчика, у спектра имеется нижняя граница или нижний предел, уровень которого зависит от типа выходного радиочастотного каскада.

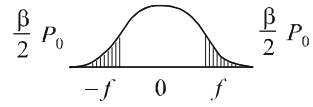
3.3 Внеполосная мощность

На рисунке 19 изображены кривые, отражающие внеполосную мощность излучений со средними значениями девиации частоты. Эти кривые получены на основе теоретических вычислений спектра мощности.

РИСУНОК 19

Внеполосная мощность спектра при $\sigma f_{max} \geq 0,5$ 

- $\sigma f_{max} = 1,8$
- - $\sigma f_{max} = 1,3$
- · - $\sigma f_{max} = 1,0$
- · · $\sigma f_{max} = 0,7$
- - - $\sigma f_{max} = 0,5$

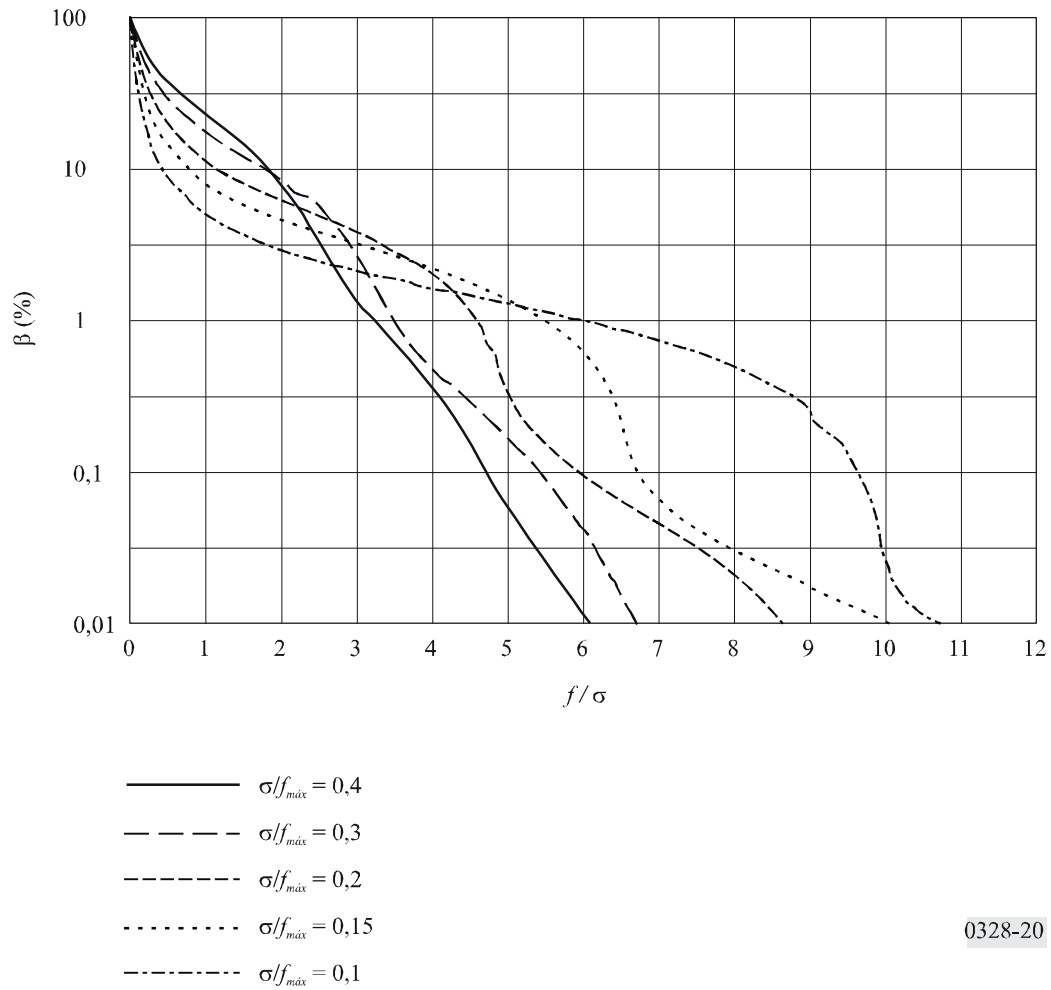


0328-19

Кривые, относящиеся к излучениям с малой девиацией частоты, изображены на рисунке 20. Этот рисунок получен на основе теоретических вычислений спектра мощности.

РИСУНОК 20

Внеполосная мощность спектра при $\sigma f_{max} < 0,5$



0328-20

Приложение 4

Соображения в отношении излучений, обозначенных
как относящиеся к типу G

(Фазовая модуляция)

СОДЕРЖАНИЕ

	<i>Стр.</i>
1 Излучения класса G1B (одноканальная телеграфия с фазовой модуляцией)	45
1.1 Необходимая ширина полосы	45
1.2 Внеполосный спектр	45

1 Излучения класса G1B (одноканальная телеграфия с фазовой модуляцией)**1.1 Необходимая ширина полосы**

Необходимую ширину полосы можно вычислить с помощью следующей формулы:

$$B_n = K B,$$

где:

B : скорость модуляции (Бод)

$K = 5$, для радиолиний с федингом

$K = 3$, для радиолиний без фединга.

1.2 Внеполосный спектр

Кривая, представляющая внеполосный спектр, должна лежать ниже точек с координатами, указанными в таблице 7.

ТАБЛИЦА 7

Формула для расчета B_x на уровнях X (дБ)				
-20	-30	-40	-50	-60
$3 B$	$7 B$	$13 B$	$23 B$	$41 B$

Для каждой точки кривой, ограничивающей спектр, абсциссой является относительная частота $\pm B_x/2 B$, а ординатой – относительный уровень X . Эталонным уровнем 0 дБ служит уровень немодулированной несущей.

Приложение 5

Соображения, касающиеся излучений, обозначенных как относящиеся к типу J

(Однополосная с подавленной несущей)

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

1	Амплитудно-модулированные излучения с одной боковой или с независимой боковой полосой для передачи телефонии и многоканальной тональной телеграфии.....	46
1.1	Введение.....	46
1.2	Форма огибающей спектра для излучений классов J3E и J7B, модулированных белым шумом.....	47
1.2.1	Измерения, описанные в колонке 1 таблицы 8.....	49
1.2.2	Измерения, описанные в колонке 2 таблицы 8.....	51
1.2.3	Измерения, описанные в колонке 3 таблицы 8.....	51
1.2.4	Измерения, описанные в колонке 4 таблицы 8.....	52
1.2.5	Измерения, описанные в колонке 5 таблицы 8.....	53
2	Излучения класса J3E с одной боковой полосой звукового радиовещания	53

1 Амплитудно-модулированные излучения с одной боковой или с независимой боковой полосой для передачи телефонии и многоканальной тональной телеграфии

1.1 Введение

Ширина занимаемой полосы и внеполосное излучение амплитудно-модулированных излучений, передающих аналоговые сигналы, зависят, в той или иной степени, от нескольких факторов, таких как:

- тип модулирующего сигнала;
- уровень входного сигнала, определяющий модуляционную загрузку передатчика;
- полоса пропускания, определяемая фильтрами в низкочастотных каскадах и промежуточными и оконечными модуляционными каскадами передатчика;
- магнитуа гармоничного искажения и интермодуляционные компоненты на частотах внеполосного спектра;
- фазовые шумовые характеристики различных генераторов внутри передатчика.

Результаты измерений зависят также от полосы пропускания используемого избирательного измерительного прибора и его динамических характеристик, таких как время интеграции индикатора, или от других устройств, используемых в схеме совместно с избирательным измерительным прибором.

На рисунке 21 изображена ширина полосы, выраженная в виде функции D_p , для трех различных величин заданного процента внеполосной мощности:

- f : ширина полосы
- D_p : пиковая девиация частоты
- f_{max} : самая высокая частота в основной полосе
- β : процент внеполосной мощности.

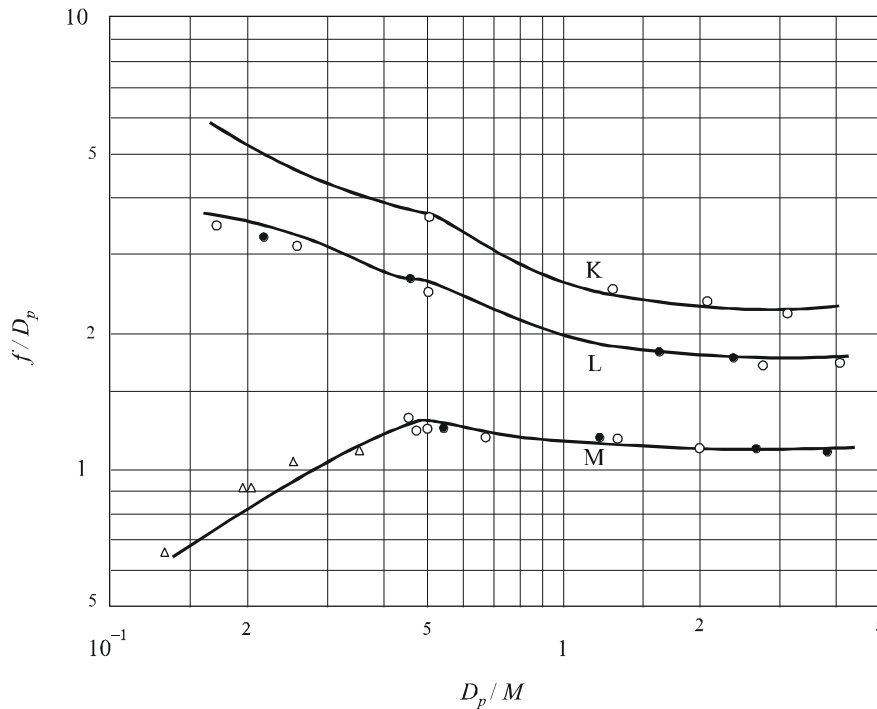
1.2 Форма огибающей спектра для излучений классов J3E и J7B, модулированных белым шумом

В настоящем разделе рассматриваются результаты измерений, осуществленных различными администрациями на передатчиках различных конструкций в отношении излучений классов J3E и J7B.

Основные характеристики передатчиков и условий испытаний, касающихся измерений, резюмируются в таблице 8.

РИСУНОК 21

Ширина полосы, выраженная в виде функции D_p ,
для заданных процентных величин внеполосной мощности



Кривые K: $\beta = 0,1\%$

L: $\beta = 1\%$

M: $\beta = 10\%$

● ○ △ измеренные величины

0328-21

ТАБЛИЦА 8

Характеристики передатчика и условия измерений для излучений классов J3E и J7B

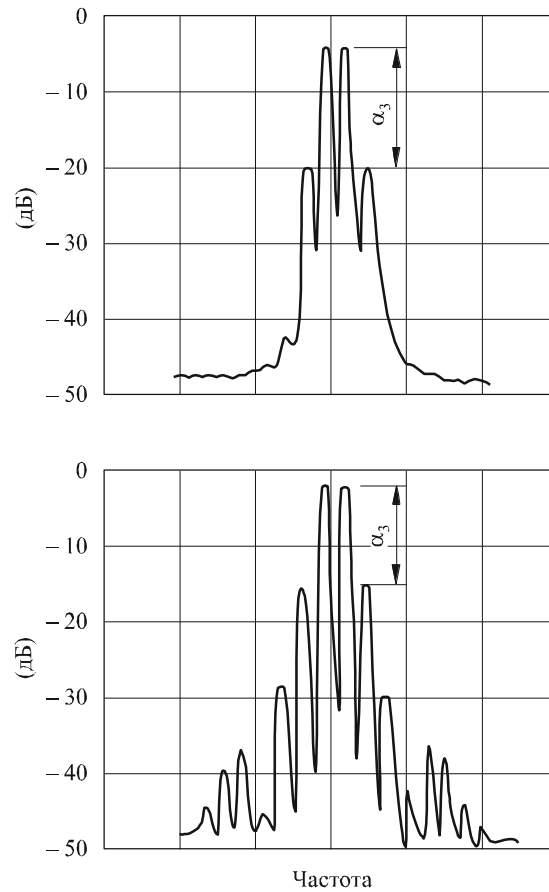
Номер измерения	1	2	3	4	5
Класс излучения	J3E	J3E	J3E	J3E; J7B	J3E
<i>Характеристики передатчика:</i>			Различные передатчики		Различные передатчики
– пиковая мощность огибающей P_p (два тона) ⁽¹⁾ (кВт)	Различные значения	0,150	2,5-30		От нескольких кВт до нескольких десятков кВт
– интермодуляционные искажения третьего порядка α_3 ⁽¹⁾ (дБ)	Различные значения	Около –40	Различные значения		
<i>Тип модуляционного сигнала:</i>	Белый шум	Белый шум	Белый шум	Белый шум Взвешенный шум	Белый шум
– ширина полосы	Немного меньше чем B_p ⁽²⁾	Ограничено только B_p ⁽²⁾	Ограничено только B_p ⁽²⁾		
Класс излучения	J3E	J3E	J3E	J3E; J7B	J3E
<i>Уровень входного сигнала</i> ⁽¹⁾ установить так, чтобы:					
– на входе P_m (шум) =	P_m (два тона)		P_m (два тона)		
– на выходе P_m (шум) =				0,25 P_p (два шума)	
– на выходе P_p (шум) =		P_p (два тона)			
<i>Тип измерительного прибора:</i>		Анализатор спектра	Анализатор спектра		Анализатор спектра
– полоса пропускания (Гц)		300			$\leq 0,05 F$ ⁽²⁾
Форма спектра	См. рисунок 23				См. п. 1.2.5

(1) При всех измерениях передатчик сначала модулируется двумя синусоидальными сигналами равной амплитуды. Затем пиковая мощность огибающей P_p (два тона) и интермодуляционные искажения третьего порядка α_3 определяются в соответствии с методикой, изложенной в Рекомендации МСЭ-R SM.326. Наконец, два синусоидальных сигнала заменяются шумовым сигналом, уровень которого регулируется таким образом, чтобы получить одно из условий, упомянутых в графе "уровень входного сигнала", где P_m обозначает среднюю мощность, а P_p – пиковую мощность огибающей.

(2) B_p – полоса пропускания фильтров передатчика, а F – необходимая ширина полосы.

РИСУНОК 22

Огибающая спектра излучения класса J3E,
модулированного двумя синусоидальными сигналами



α_3 : Интермодуляционный уровень третьего порядка

0328-22

Результаты измерений можно резюмировать следующим образом.

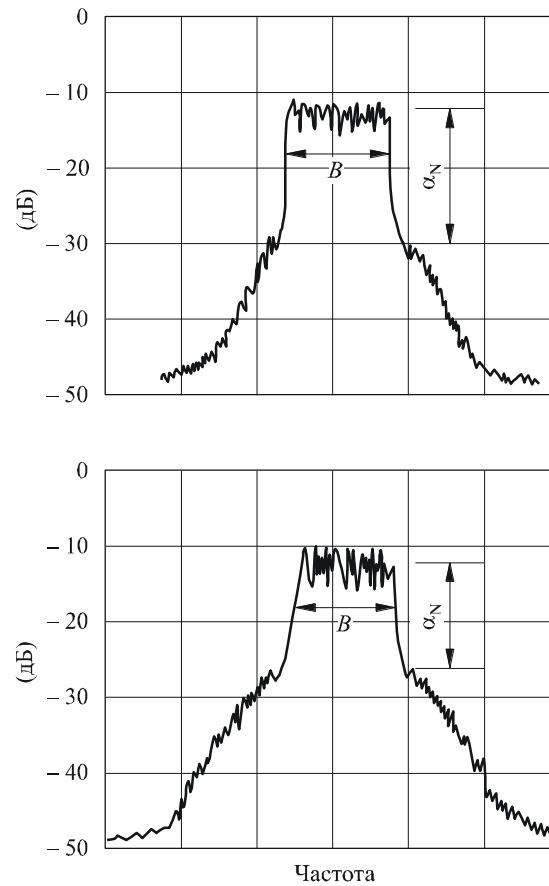
1.2.1 Измерения, описанные в колонке 1 таблицы 8

Если предположить, что передатчик работает в соответствии с условиями, упомянутыми в колонке 1 таблицы 8, и что внеполосное излучение вызвано в основном интермодуляцией в радиочастотных каскадах, следующих за окончательным модулятором, то можно сделать следующее заключение:

- центральная часть радиочастотного спектра представляется достаточно прямоугольной формы и наложена на кривую, представляющую внеполосное излучение, которая симметрично расширяется относительно центральной частоты (см. рисунок 23);

РИСУНОК 23

Огибающая спектра излучения класса J3E,
модулированного белым шумом



α_N : См. текст

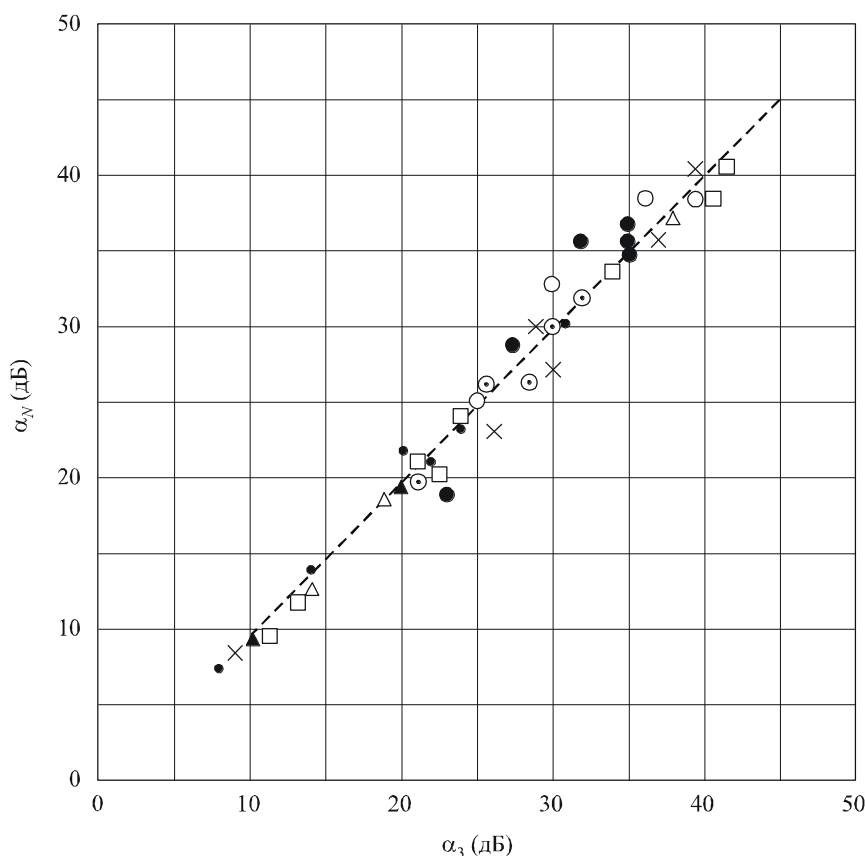
B : Ширина полосы шумового сигнала

0328-23

- разница α_N между уровнем плоской части вершины спектра и уровнем, на котором начинается внеполосное излучение, как правило, равна уровню интермодуляционной составляющей третьего порядка α_3 (см. рисунок 24);

РИСУНОК 24

Значение α_N , показанное на рисунке 23, для различных значений α_3



0328-24

- наклон кривой, представляющей внеполосное излучение, выраженный в дБ/Гц, обратно пропорционален ширине полосы B шумового сигнала на входе;
- этот наклон постоянен, по крайней мере, вблизи границ ширины полосы и имеет величину от 10 до 20 дБ на ширину полосы B , в зависимости от характера искажений (см. рисунок 25);
- ширина полосы, занимаемой излучением, равна ширине основного спектра при условии, что величина α_3 составляет не менее 20 дБ.

Изложенные выше заключения должны предположительно оставаться действительными и в тех случаях, когда модулирующий сигнал подобен белому шуму, например, при радиотелефонных излучениях с использованием устройств засекречивания с разделением спектра и при излучениях многоканальной тональной телеграфии.

1.2.2 Измерения, описанные в колонке 2 таблицы 8

Результаты, касающиеся в частности уровня, на котором начинается внеполосное излучение, весьма близко соответствуют результатам, полученным при измерениях, описанных в колонке 1 таблицы 8 и в колонке 1 таблицы 3.

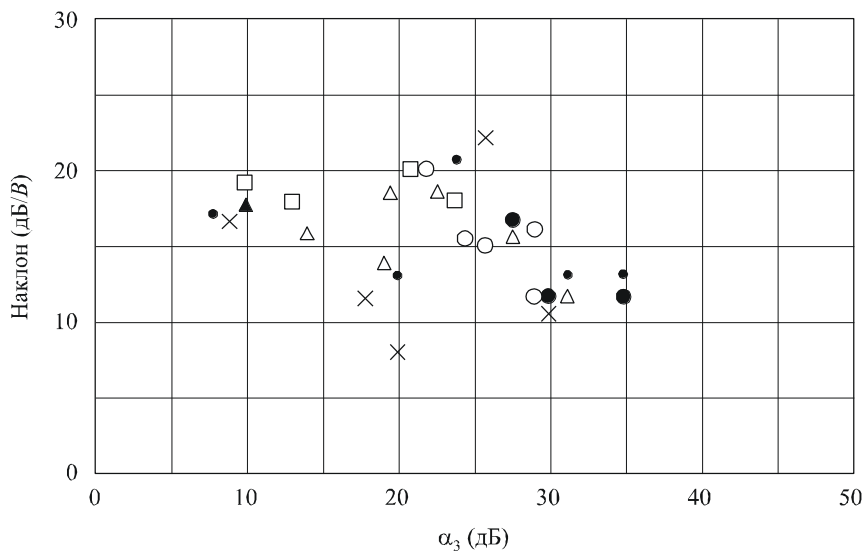
1.2.3 Измерения, описанные в колонке 3 таблицы 8

Передатчики, на которых проводились эти измерения, несмотря на различную конструкцию и выходную мощность, имели в выходных каскадах триоды, позволяющие управлять сеточным током.

В одной серии испытаний передатчики подвергались довольно значительной нагрузке, чтобы определить возможное влияние сеточного тока. В этих условиях уровень интермодуляционных искажений третьего порядка был достаточно мал, что приводило к довольно большой разнице между величиной α_3 и уровнем α_N на спектре мощности, с которого начинается внеполосное излучение.

РИСУНОК 25

Величина наклона вблизи границ ширины полосы при различных значениях α_3



0328-25

Во второй серии испытаний α_N и α_3 были определены как функция уровня входного модулирующего сигнала. Для малых величин этого уровня соотношение $\alpha_3 = \alpha_N$ приблизительно выполняется.

Кроме того, было отмечено, что в условиях модуляции, описанных в колонке 3 таблицы 8, средняя мощность радиочастотного сигнала, модулированного шумом, примерно на 1 дБ выше, чем средняя мощность радиочастотного сигнала, модулированного двумя синусоидальными сигналами. Это приводит к тому, что пиковая мощность огибающей превышает в течение значительного процента времени. Это условие не соответствует общепринятой практике реального обмена и дальнейшие эксперименты, по-видимому, указывают, что, вероятно, необходимо скорректировать уровень шумового сигнала до величины на 2-3 дБ ниже, чем уровень сигнала, который устанавливался в ходе описанных выше измерений.

1.2.4 Измерения, описанные в колонке 4 таблицы 8

Регулировка уровня входного сигнала, о которой идет речь в колонке 4 таблицы 8, относится к передатчикам обоих классов излучений J3E и J7B. В данном случае удовлетворяется следующее соотношение для мощности радиочастотного сигнала:

$$P_m (\text{шум}) = 0,5 P_m (\text{два тона}) = 0,25 P_p (\text{два тона}). \quad (16)$$

При этом условии огибающая сигнала, модулированного шумом, не будет превышать уровень, соответствующий установленной пиковой мощности огибающей, в течение более чем 2% времени.

В случае применения для передатчика излучения класса J3E взвешенного шума может быть использована такая же регулировка.

1.2.5 Измерения, описанные в колонке 5 таблицы 8

Если отложить частоту по оси абсцисс в логарифмическом масштабе и предположить, что эталонная частота совпадает с центром необходимой ширины полосы F , а плотность мощности отложить по оси ординат в децибелах, то кривые, представляющие внеполосные спектры, полученные для ряда передатчиков излучения класса J3E различной мощности, будут лежать ниже двух прямых линий, начинающихся в точке $(+0,5 F, 0 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,5 F, 0 \text{ дБ})$ и заканчивающихся в точке $(+0,6 F, -30 \text{ дБ})$ или в точке $(-0,6 F, -30 \text{ дБ})$, соответственно. За последними точками и вплоть до уровня -60 дБ кривые лежат ниже двух прямых линий, начинающихся в последних точках и имеющих наклон 12 дБ на октаву.

2 Излучения класса J3E, однополосное звуковое радиовещание

См. Приложение 11 Регламента радиосвязи (Характеристики систем для излучений с двумя боковыми полосами (ДБП), одной боковой полосой (ОБП) и с цифровой модуляцией в ВЧ радиовещательной службе), Часть В (Система с одной боковой полосой (ОБП)).

Приложение 6**Цифровая фазовая модуляция****СОДЕРЖАНИЕ**

	<i>Стр.</i>
1 Двоичная фазовая манипуляция (ДФМн) и квадратурная фазовая манипуляция (КФМн).....	54
1.1 Описание системы.....	55
1.2 Спектры мощности и приблизительное значение занимаемой ширины полосы..	55
1.3 Влияние функции формирования импульса	58
1.4 Практическое осуществление	61
2 Непрерывная фазовая модуляция (СРМ).....	61
2.1 Описание системы.....	61
2.2 Спектр.....	62
2.3 Ширина занимаемой полосы.....	63
3 Гауссова манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK)	64
3.1 Базовая формула	64
3.1.1 Фильтрация	64
3.1.2 Выходной каскад	65
3.1.3 Модуляция	65

3.2	Свойства и характеристики	65
3.2.1	Спектр.....	65
3.2.2	Ширина занимаемой полосы.....	66
3.2.3	"Глаз"-диаграммы.....	67
3.3	Практические соображения.....	69
4	<i>M</i> -разрядная КАМ, $\pi/4$ КФМн и $\pi/4$ ЦКФМн модуляции.....	69
4.1	<i>M</i> -разрядная КАМ модуляция.....	69
4.1.1	Модулируемый сигнал.....	69
4.1.2	Спектральная плотность мощности.....	70
4.1.3	Ширина полосы	70
4.2	Модуляции $\pi/4$ КФМн и $\pi/4$ ЦКФМн	70
4.2.1	Модулируемый сигнал.....	70
4.2.2	Спектральная плотность мощности	71
4.2.3	Ширина полосы	71
5	Ортогональное частотное разделение каналов (OFDM)	71
5.1	Базовая идея	71
5.2	Схема модуляции OFDM	72
5.3	Система OFDM	73
5.4	Несущие полезной информации	74
5.5	Характеристики спектра	74
5.6	Влияние нелинейных факторов	75
6	Расширяющийся спектр.....	77

1 Двоичная фазовая манипуляция (ДФМн) и квадратурная фазовая манипуляция (КФМн)

Преимущества ДФМн и КФМн заключаются в низкой вероятности совершения ошибки при заданном соотношении между сигналом и шумом (S/N). Они используются в системах, в которых соотношение между сигналом и шумом не очень хорошее или в которых труднее добиться четкого приема.

Вводятся характеристики схемы модуляции ДФМн и спектральной плотности мощности с расширением до КФМн (и до 8-ФМн), формирования импульса и его влияния на внеполосные излучения.

1.1 Описание системы

В системе двоичной фазовой модуляции символы "1" и "0" представлены двумя сигналами $s_1(t)$ и $s_2(t)$:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (17)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{при } 0 \leq t \leq T_b, \quad (18)$$

где:

E_b : энергия передаваемого сигнала на бит

f_c : частота несущей.

Эти два сигнала считаются противоположными сигналами.

В системе ДФМн для описания сигнала требуется одна базовая функция единицы энергии:

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{при } 0 \leq t \leq T_b, \quad (19)$$

поэтому данная модуляция характеризуется одномерным сигналом пропуска ($N = 1$) и двумя точками послания ($M = 2$).

1.2 Спектры мощности и приблизительное значение занимаемой ширины полосы

Выражение спектральной плотности мощности получают следующим образом:

Сигнал записывается в виде его синфазных и квадратурных компонент:

$$\begin{aligned} s(t) &= s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q \sin(2\pi f_c t) \\ &= R_e[\tilde{s}(t) \exp(j2\pi f_c t)] \end{aligned} \quad (20)$$

Спектральная плотность мощности основной полосы $S_B(f)$ сложной огибающей $\tilde{s}(t)$ используется в качестве меры спектра мощности сигнала $s(t)$ с помощью отношения:

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_B(f - f_c) + S_B(f + f_c)]. \quad (21)$$

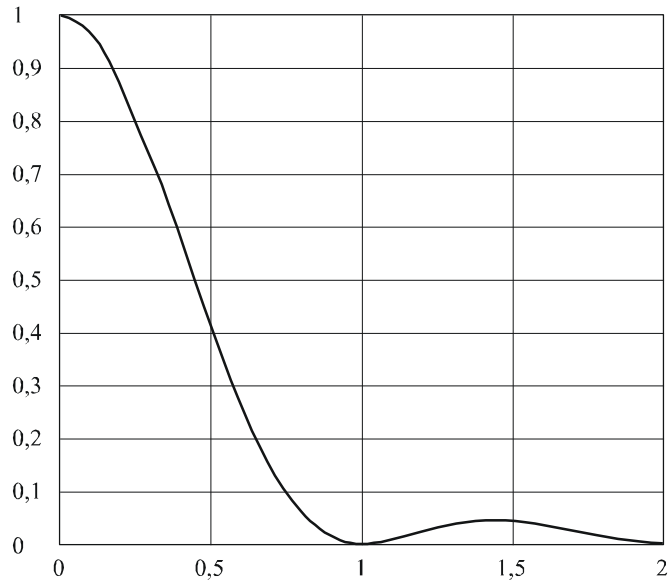
В ДФМн синфазная компонента равняется $\pm g(t)$ (квадратурная компонента равняется нулю):

$$g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} & \text{при } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{при других значениях} \end{cases}, \quad (22)$$

а в результате деления ее квадрата модуля преобразования Фурье на длительность символа получается плотность мощности основной полосы, как показано на рисунке 26:

$$S_B(f) = \frac{2E_b \sin^2(\pi T_b f)}{(\pi T_b f)^2} = 2E_b \operatorname{sinc}^2(T_b f). \quad (23)$$

РИСУНОК 26
Спектр ДФМн



0328-26

ДФМн представляет собой особый случай сигналов M -разрядной ФМн, которые имеют следующий вид:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(i-1)\right) \quad \text{при} \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (24)$$

Средняя вероятность погрешности символа для обеспечения когерентной M -разрядной ФМн определяется с помощью формулы:

$$P_e \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right), \quad (25)$$

где:

$$\operatorname{erfc}(x) = \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt.$$

Закрытую форму уравнения (25) можно записать следующим образом:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right) - Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}, \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}; -\cos \frac{2\pi}{M}\right),$$

где:

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du.$$

и

$$Q(x, y; \rho) = \frac{1}{2\pi\sqrt{1-\rho^2}} \int_x^\infty \int_y^\infty \exp\left[-\frac{u^2 + v^2 - 2\rho uv}{2(1-\rho^2)}\right] dudv.$$

Спектральная плотность мощности основной полосы выглядит следующим образом:

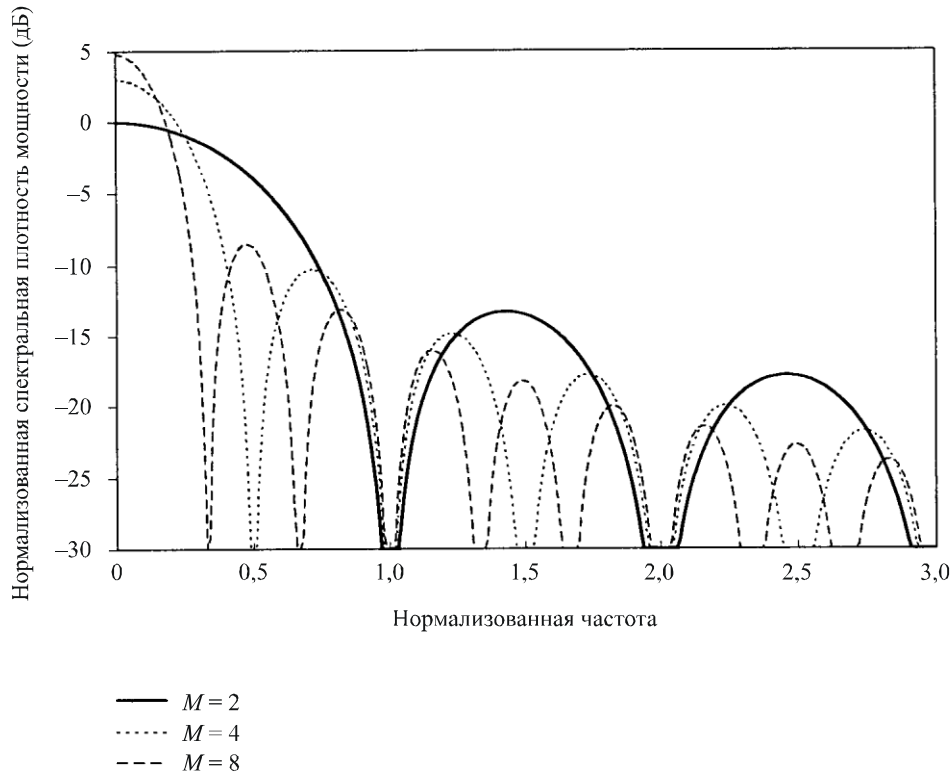
$$S_B(f) = 2E \operatorname{sinc}^2(Tf) = 2E_b \log_2 M \operatorname{sinc}^2(T_b f \log_2 M), \quad (26)$$

где:

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}.$$

Спектры мощности M -разрядных сигналов для $M = 2, 4, 8$ изображены на рисунке 27. Для $M = 2$ мы получаем спектр ДФМн; для $M = 4$ мы получаем спектр КФМн, а для $M = 8$ мы получаем спектр 8-ФМн.

РИСУНОК 27
Спектры ДФМн, КФМн и 8-ФМн



0328-27

Ширину занимаемой полосы сигнала КФМн в МГц в соответствии с критерием $\beta = 1\%$ можно приблизительно вычислить как $\frac{6}{T_b}$, где T_b представляет собой длительность бит (мкс).

1.3 Влияние функции формирования импульса

Полученный ранее спектр модуляции был использован в расчетах импульса с помощью следующей формулы:

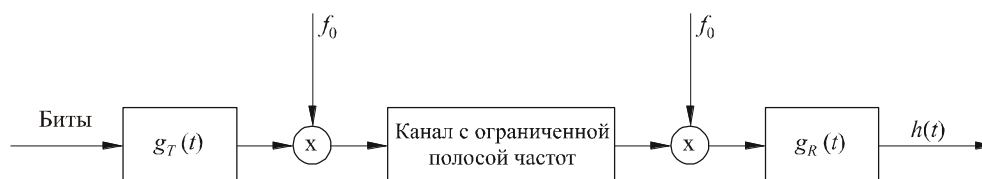
$$g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} & \text{при } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{при других значениях} \end{cases}, \quad (27)$$

и мы видим, что образуемый спектр является бесконечным.

На рисунке 28 изображена практическая схема передачи по каналу с ограниченной полосой частот.

РИСУНОК 28

Передача по каналу с ограниченной полосой частот



0328-28

Усечение более высоких вторичных лепестков $G(f)$ с помощью канала с ограниченной полосой частот позволяет получить значения $h(t)$ при $t = kT$, $k \neq 0$, не равные нулю. Этот эффект межсимвольной интерференции (ISI) затрудняет прием.

Для того чтобы избавиться от межсимвольной интерференции, необходимо обеспечить соблюдение следующего условия (теоремы Никвиста) в конструкции фильтра передатчика:

Необходимое и достаточное условие для того, чтобы $x(t)$ удовлетворяло:

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (28)$$

заключается в том, чтобы его преобразование по Фурье $X(f)$ удовлетворяло:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X(f + m/T) = T. \quad (29)$$

Особо известная форма импульса, которая удовлетворяет критерию Никвиста, представляет собой приподнятый косинус, обладающий следующими характеристиками:

$$X_{rc}(f) = \begin{cases} T & \text{при } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ T/2 \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\} & \text{при } \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & \text{при } |f| \geq \frac{1+\beta}{2T} \end{cases}. \quad (30)$$

Величина параметра β , который определяется как коэффициент крутизны спада, составляет от 0 до 1. Он определяет ширину полосы, занимаемую фильтром приподнятого косинуса. Выбор большего значения β облегчает реализацию фильтра, но повышает ширину занимаемой полосы.

Этот фильтр равномерно распределяется между сторонами передатчика и приемника. Форма передающего импульса определяется его спектром:

$$G_T(f) = \sqrt{X_{rc}(f)} e^{-j2\pi f t_0}, \quad (31)$$

где t_0 представляет собой задержку.

В идеальных условиях спектр передаваемого сигнала был бы строго ограничен полосой и не было бы необходимости заботиться о внеполосных излучениях. Однако при практической реализации фильтра факторы нелинейного характера и другие явления становятся причиной возникновения вторичных лепестков.

В настоящем вкладе рассматривается лишь одно из этих явлений:

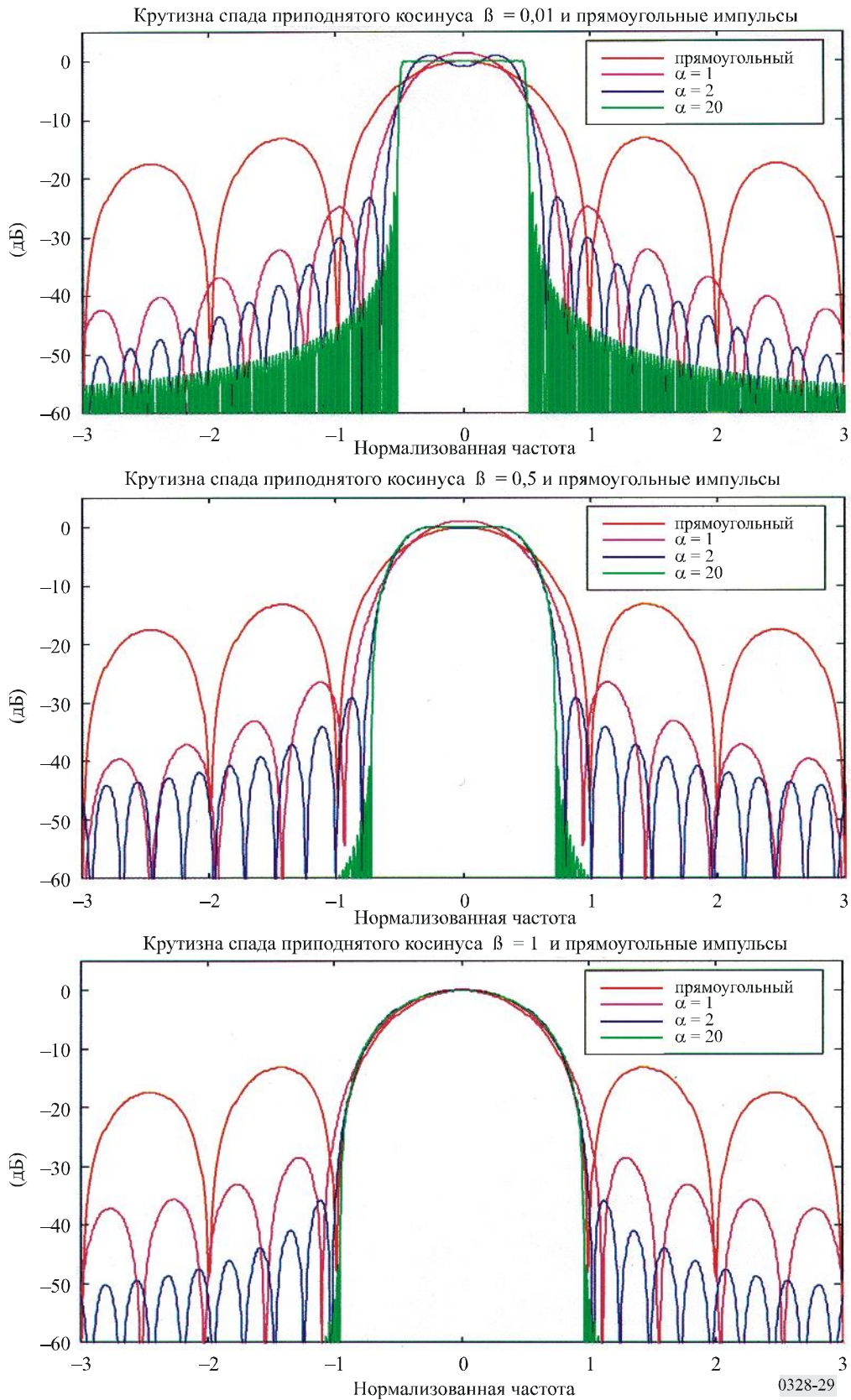
Значение $g_T(t)$, которое соответствует указанному выше спектру, опирается на бесконечную поддержку во временной области, что не представляется достижимым в физическом плане. Если пропустить этот импульс через временное окно:

$$w(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } |t| \leq \alpha T \\ 0 & \text{при других значениях} \end{cases}, \quad (32)$$

то мы тем самым создаем причину для возникновения вторичных лепестков. На рисунке 29 изображен эффект этого окна для различных значений апертуры ($\alpha = 1; 2; 4$) и различных значений крутизны спада ($\beta = 0,01; 0,5; 1$).

РИСУНОК 29

Спектр при крутизне спада = 0,01, 0,5 и 1



1.4 Практическое осуществление

ДФМн и КФМн, пропускаемые через фильтр, демонстрируют значительные амплитудные колебания по сравнению с постоянной огибающей в случае отсутствия фильтра. Любое проявление нелинейности в усилителе большой мощности для фильтрованных ФМн становится причиной повторного появления боковых полос. На практике этот эффект можно уменьшить с помощью модуляции КФМн со сдвигом, с помощью которой сокращаются флуктуации ортогональных составляющих и огибающей.

2 Фазовая модуляция с непрерывной фазой (СРМ)

Фазовая модуляция с непрерывной фазой представляется привлекательной схемой модуляции, поскольку она сочетает хорошую спектральную эффективность с низким уровнем чувствительности к нелинейности. Существует широкий набор различных методов осуществления, включая классическую манипуляцию с минимальным частотным сдвигом (MSK) и управляемую частотную модуляцию. СРМ представляет собой модуляцию с постоянными огибающими.

В следующих пунктах содержится описание класса сигналов СРМ, который подходит для многопозиционной сигнализации.

2.1 Описание системы

Поступающие двоичные данные с длительностью бит равной T_b группируются в последовательности N длительностью $T_s = NT_b$. Каждая последовательность N отображается на одном символе a_k в алфавите из знаков M ($M = 2^N$). В модулятор принудительно вводится межсимвольная интерференция (ISI) с помощью формирования символов частотно-модулированным импульсом $g(t)$, который охватывает L символов (PR модуляция). Сигнал на выходе цепи формирования импульса имеет вид:

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_s). \quad (33)$$

После частотной модуляции сигнал постоянной огибающей СРМ имеет вид:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (34)$$

где:

E_b : энергия на бит

f_c : несущая частота

φ_0 : произвольная непрерывная фаза

$\varphi(t)$: фаза, несущая информацию:

$$\varphi(t) = 2\pi h \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kNT_b). \quad (35)$$

Здесь h представляет собой индекс модуляции, а $q(t)$ – нормализованный импульс, формирующий фазу, который соотносится с $g(t)$ таким образом, чтобы:

$$\begin{aligned} q(t) &= 0 && \text{при } t \leq 0 \\ q(t) &= 1/2 && \text{при } t \geq LT_s \end{aligned} \quad (36)$$

Если исходить из целей практического осуществления, когда $0 < t \leq LT_s$, то $q(t)$ можно описать в упрощенной форме с помощью многочлена:

$$q(t) = \frac{1}{4} + m \left(\frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right) + \frac{5-8mL}{L^3} \left(\frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^3 + \frac{16mL-12}{L^5} \left(\frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^5 \quad \text{при } 0 < t \leq LT_s, \quad (37)$$

где m и L (длительность формирующего импульса в символах) представляют собой параметры конструкции.

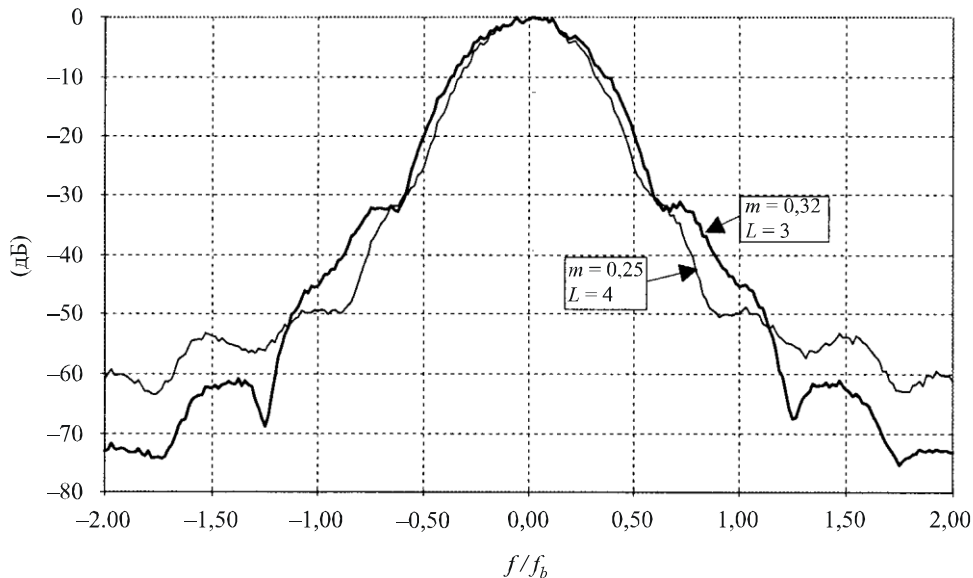
Для двукратной ($M = 2$) модуляции больше подходит значение $h = 0,5$. Более того, при использовании значений $h = 0,5$ с $m = 0,25$ и $L = 4$ получается также весьма хорошее приближительное значение классической управляемой частотной модуляции (TFM).

2.2 Спектр

На рисунке 30 изображены результаты моделирования спектра плотности мощности для двух примеров двукратной модуляции со значением $h = 0,5$ и $(L = 3, m = 0,32)$ и $(L = 4, m = 0,25)$, соответственно. Амплитуды показаны в децибелах, нормализованных по значению середины полосы, а частота нормализована к скорости бит, равной f_b .

РИСУНОК 30

Моделируемые спектры плотности мощности для двух примеров двукратной СРМ модуляции ($h = 0,5$)

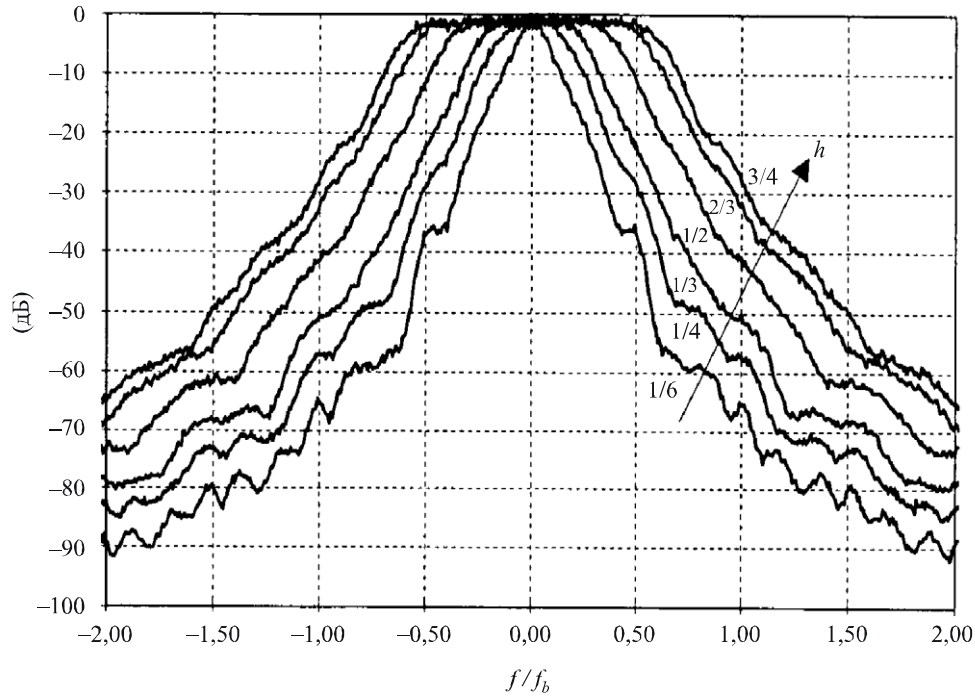


0328-30

На рисунке 31 изображены результаты моделирования спектра плотности мощности для четырехкратного ($M = 4$) модулирования со значениями $m = 0,49$, $L = 2$ (эквивалент $2RC$: приподнятый косинус импульса частоты, охватывающего интервалы между двумя символами) и при различных индексах модуляции. Амплитуды показаны в децибелах, нормализованных по значению середины полосы, а частота нормализована к скорости бит равной f_b .

РИСУНОК 31

Моделируемые спектры плотности мощности
для четырехкратной СРМ модуляции (2РС импульс)



0328-31

В практической реализации спектр зависит от фильтра основной полосы.

2.3 Ширина занимаемой полосы

В таблицах 9 и 10 приводятся данные о ширине занимаемой полосы при 95% и 99% общего двустороннего радиочастотного спектра для примеров, приведенных на рисунке 30 и рисунке 31 соответственно. Значения нормализованы к скорости передачи бит.

ТАБЛИЦА 9

Двукратная СРМ модуляция, $h = 0,5$

B/f_b	$L = 3, m = 0,32$	$L = 4, m = 0,25$
99%	0,87	0,80
95%	0,69	0,62

ТАБЛИЦА 10

Четырехкратная СРМ модуляция, 2РС импульс

B/f_b	$h = 1/6$	$h = 1/4$	$h = 1/3$	$h = 1/2$	$h = 2/3$	$h = 3/4$
99%	0,51	0,63	0,79	1,05	1,32	1,44
95%	0,35	0,48	0,59	0,86	1,11	1,24

3 Гауссова манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK)

GMSK представляет собой расширенный и усовершенствованный вариант наиболее классической формы цифровой модуляции MSK.

MSK, которую также называют быстрой частотной модуляцией (FFSK), представляет собой особый случай непрерывной фазовой модуляции с частотным сдвигом (CPFSK) с коэффициентом девиации, равным 0,5.

Однако MSK эквивалентна также одной из форм квадратурной фазовой модуляции со сдвигом (OQPSK), в которой импульс символа имеет форму половины цикла синусоиды, а не базового прямоугольного неотфильтрованного импульса.

Огибающая модулированной с помощью MSK радиочастотной несущей имеет непрерывную фазу и слабо подвержена воздействию со стороны передающих нелинейных устройств (MSK представляет собой частотную модуляцию). Таким образом, MSK (как и QPSK) можно также определить как систему линейной модуляции с противоположными импульсами символа, которая позволяет осуществлять четкую детекцию, что подразумевает оптимальное сопротивление нежелательным шумам и помехам.

В конце 1970-х и начале 1980-х годов проводилось много научно-исследовательских и опытно-конструкторских разработок (НИОКР) с целью усовершенствования базовой схемы модуляции, которые были направлены на решение следующих задач и преодоление следующих трудностей:

- эффективное использование ширины полосы (узкая занимаемая полоса и подходящие характеристики с точки зрения чистоты спектра);
- постоянная амплитуда (легкая реализация передатчиков, надлежащая эффективность использования мощности, минимальный риск образования интермодуляционных продуктов);
- низкие темпы увеличения числа ошибочных битов на единицу времени (которые должны оставаться как можно ближе к показателям линейной схемы противоположной модуляции);
- легкость в осуществлении (процесс модуляции/демодуляции).

По существу, изложенные выше четыре требования представляются в той или иной степени несовместимыми и поэтому главная цель в ходе этих исследований заключалась в поиске подходящего компромисса. GMSK является результатом этих усилий в области НИОКР и с начала 1990-х годов широко применяется в области сухопутной подвижной службы связи.

3.1 Основные формулы

3.1.1 Фильтрация

Величины модулирующей информации (d_i) в том виде, в каком они представлены импульсами Дирака, на выходе из линейного фильтра имеют импульсную передаточную функцию, определяемую как:

$$g(\tau) = h(\tau) * \text{rect}(\tau/T), \quad (38)$$

где функция $\text{rect}(x)$ определяется как:

$$\begin{aligned} \text{rect}(\tau/T) &= 1/T && \text{при } |\tau| < T/2 \\ \text{rect}(\tau/T) &= 0 && \text{при остальных значениях} \end{aligned} \quad (39)$$

и (*) означает свертывание.

$h(t)$ определяется Гауссовой функцией плотности:

$$h(\tau) = \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma^2 T^2}\right) / (\sigma T \sqrt{2\pi}), \quad (40)$$

где:

$$\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT}, \quad (41)$$

причем:

\ln : натуральный логарифм (база = e)

B : фильтр с шириной полосы в 3 дБ и импульсной передаточной функцией $h(\tau)$

T : длительность одного входного символа данных.

BT представляет собой параметр, определяющий тип модуляции GMSK. $BT = \infty$ соответствует MSK. Используемые на практике величины BT меньше 1.

$$BT(\text{DECT}) = 0,50$$

$$BT(\text{GSM/DCS/PCS}) = 0,30$$

$$BT(\text{Tetrapol}) = 0,25$$

3.1.2 Выходная фаза

Фаза модулированной несущей имеет вид:

$$\varphi(t) = \sum_i \left(d_i \frac{\pi}{2} \int_{-\infty}^{t-iT} g(\tau) d\tau \right), \quad (42)$$

где d_i (биты информации) = ± 1 .

3.1.3 Модуляция

Модуляцию радиочастотной несущей можно представить в виде:

$$x(\tau) = \sqrt{2P} \cos(2\pi f\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0), \quad (43)$$

где:

P : мощность несущей

f : средняя частота полосы

$\varphi(\tau)$: модулированная фаза

φ_0 : постоянная случайная фаза.

3.2 Свойства и характеристики

Исходя из изложенного выше определения, GMSK представляет собой схему модуляции с постоянной огибающей. Далее резюмируются некоторые характеристики GMSK в виде функции величин BT .

Рассмотрены следующие значения $BT = 0,5, 0,3, 0,25$ и $0,15$.

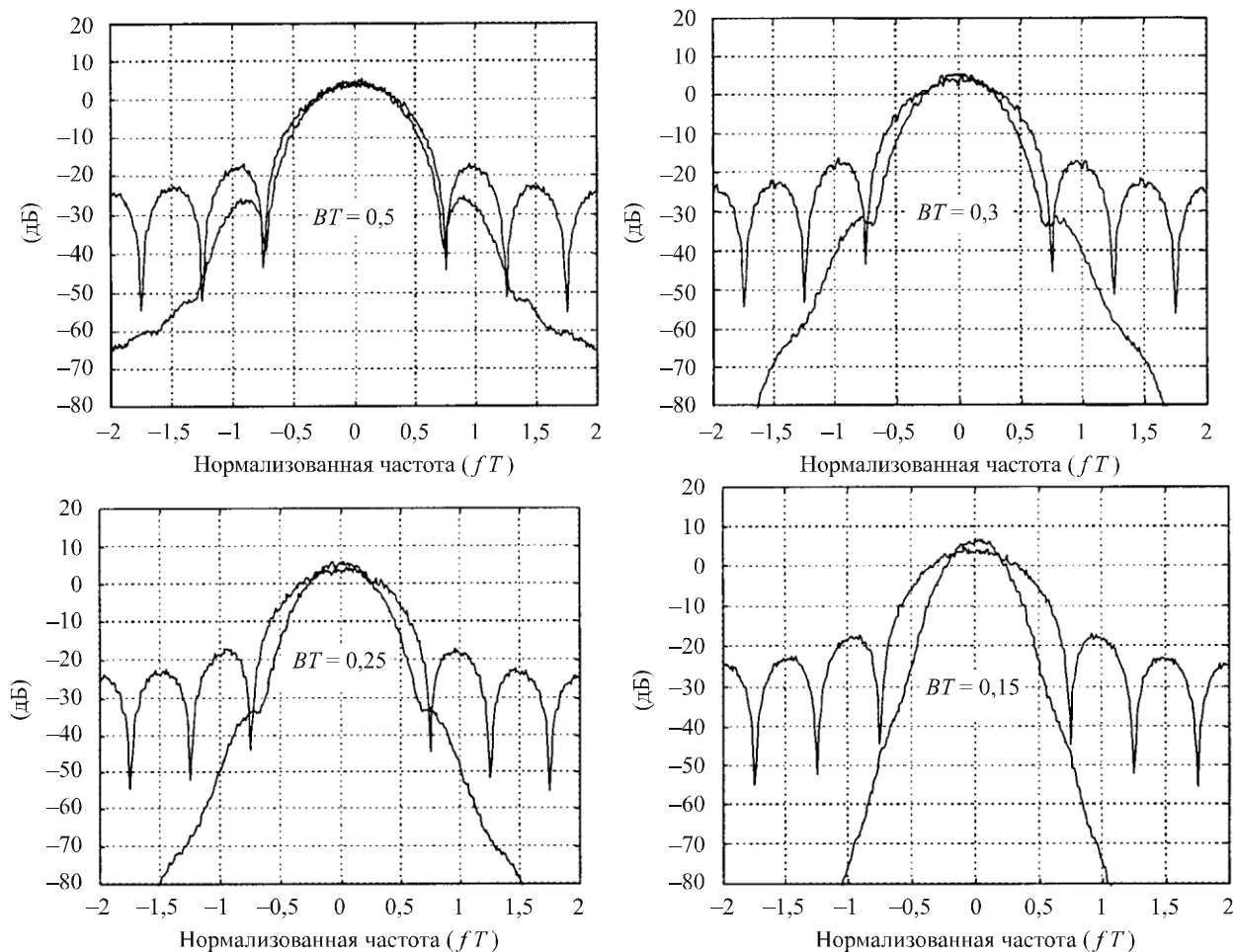
3.2.1 Спектр

На рисунке 32 представлен расчетный спектр плотности мощности (дБ) в виде функции (fT) нормализованного выделения частот из средней частоты полосы несущей.

На каждом графике для целей сравнения представлен также спектр MSK.

Вычисления совершены с использованием 10 000 выборочных величин модулирующих данных.

РИСУНОК 32

Спектры GMSK при $BT = 0,5, 0,3, 0,25$ и $0,15$ 

0328-32

3.2.2 Ширина занимаемой полосы

В приведенной ниже таблице 11 содержатся данные о ширине занимаемой полосы для $(1 - \beta)\%$ общего модулированного радиочастотного сигнала, единицей измерения служит также fT (нормализованная частота). Значения взяты из приведенных выше вычислений спектра.

ТАБЛИЦА 11

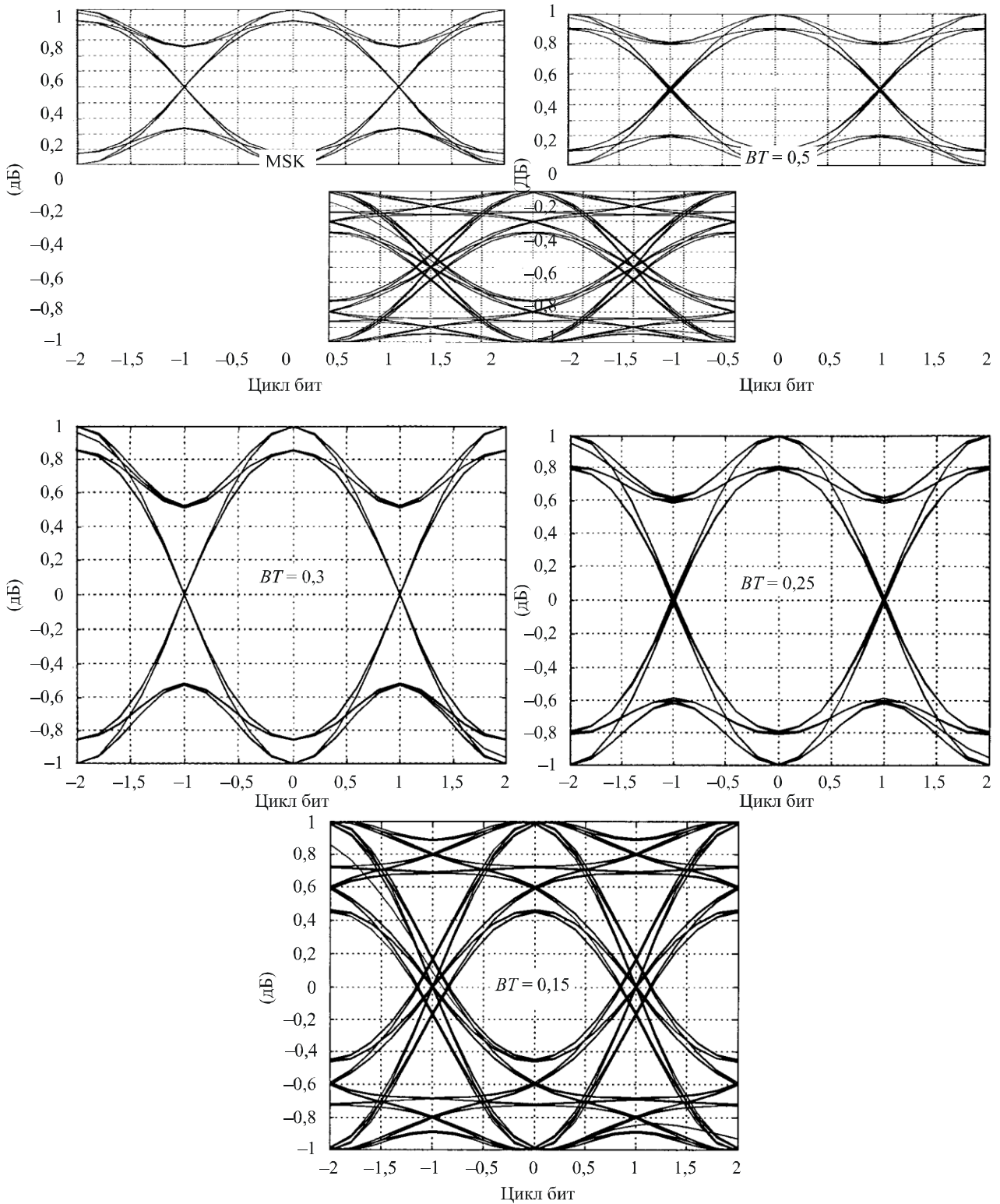
Ширина занимаемой полосы

<i>B</i>	MSK	<i>BT</i>			
		0,50	0,30	0,25	0,15
90%	0,80	0,69	0,61	0,56	0,45
95%	0,94	0,80	0,70	0,67	0,53
99%	1,28	1,03	0,91	0,86	0,70
99,8%	2,81	1,20	1,06	1,00	0,83

3.2.3 "Глаз"-диаграммы

На рисунке 33 представлены расчетные "глаз"-диаграммы, полученные на выходе когерентного детектора перед демодулятором основной полосы, обеспечивающим фильтрацию для MSK и GMSK при значениях $BT = 0,5, 0,3, 0,25$ и $0,15$.

РИСУНОК 33
"Глаз"-диаграммы



0328-33

Горизонтальная ось времени размечена в величинах нормализованного времени τ/T (количество циклов бит), а вертикальная ось представляет амплитуду (по линейной шкале) на выходе когерентного детектора.

3.3 Практические соображения

На практике фактически передаваемый спектр получается иным, как правило, шире, чем теоретический или расчетный, показанный выше. Это объясняется некоторыми дефектами в модулирующем устройстве и/или в оборудовании передатчика.

Часть этих дефектов связана с конструкцией некоторых компонентов или с их функциями, например, с конструкцией Гауссова фильтра перед модуляцией, частотой выборки длительности, дискретизацией времени реакции фильтра.

Другая часть связана с некачественным изготовлением, например, с нарушениями баланса и рассогласованиями синфазы I и сдвигом фазы импульсов на $90^\circ Q$ в модуляторе или со спектральной чистотой преобразователя с повышением частоты местного генератора/синтезатора.

Анализ и выявление последствий каждого из этих факторов представляется весьма сложной задачей.

Каждая система или стандарт, как правило, содержит общие сведения о последствиях таких дефектов в виде ограниченного выделения для передаваемого спектра и/или в виде технических характеристик, касающихся точности модуляции, измеряемой на выходе передатчика (в порту антенны).

4 М-разрядная КАМ, $\pi/4$ КФМн и $\pi/4$ ЦКФМн модуляции

4.1 М-разрядная КАМ модуляция

4.1.1 Модулируемый сигнал

Общую форму M -разрядного сигнала КАМ можно определить в виде:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad \text{при} \quad 0 \leq t \leq T_s, i = 1, K, M, \quad (44)$$

где:

E_{min} : энергия сигнала с самой низкой амплитудой

T_s : период символа

f_c : частота несущей

a_i и b_i : пара независимых целых чисел, взятых на выбор в соответствии с местом расположения данного сигнала.

Если исходить из прямоугольной формы импульса, то сигнал $S_i(t)$ можно расширить в виде пары базовых функций, определяемых как:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{при} \quad 0 \leq t \leq T_s \\ \varphi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \quad \text{при} \quad 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (45)$$

Координатами i -нного послания будут $a_i \sqrt{E_{min}}$ и $b_i \sqrt{E_{min}}$, где (a_i, b_i) представляет собой элемент матрицы L на L , имеющей вид:

$$\{a_i, b_i\} = \begin{pmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & \dots & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & \dots & (L-1, L-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & \dots & (L-1, -L+1) \end{pmatrix}, \quad (46)$$

где $L = \sqrt{M}$.

4.1.2 Спектральная плотность мощности

Длительность символа T_s M -разрядного сигнала КАМ относится к длительности бит T_b следующим образом:

$$T_s = T_b \log_2 M.$$

Спектральная плотность мощности M -разрядного сигнала КАМ с прямоугольными импульсами в этом случае имеет вид:

$$\begin{aligned} P_{M-QAM} &= \frac{E_s}{2} \left[\left(\frac{\sin[\pi(f - f_c)T_s]}{\pi(f - f_c)T_s} \right)^2 + \left(\frac{\sin[\pi(f + f_c)T_s]}{\pi(f + f_c)T_s} \right)^2 \right] \\ &= \frac{E_b \log_2 M}{2} \left[\left(\frac{\sin[\pi(f - f_c)T_b \log_2 M]}{\pi(f - f_c)T_b \log_2 M} \right)^2 + \left(\frac{\sin[\pi(f + f_c)T_b \log_2 M]}{\pi(f + f_c)T_b \log_2 M} \right)^2 \right], \end{aligned} \quad (47)$$

где E_b представляет собой энергию бит, а E_s – энергию на символ.

4.1.3 Ширина полосы

Ширина радиочастотной полосы от нуля до нуля равна $\frac{2}{\log_2 M} R_b$.

4.2 $\pi/4$ КФМн и $\pi/4$ ЦКФМн модуляции

4.2.1 Модулируемый сигнал

В передатчике с $\pi/4$ КФМн модуляцией битовый поток разделяется с помощью последовательно-параллельного преобразователя в два параллельных потока данных $m_{I,k}$ и $m_{Q,k}$, причем символьная скорость каждого из них равна половине битовой скорости на входе. На выходе цепи преобразования сигнала со временем образуются k -ные синфазные (I_k) и квадратурные импульсы (Q_k). Они представляют собой прямоугольные импульсы с длительностью одного символа, имеющего амплитуду, которая определяется как:

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1} \cos \varphi_k - Q_{k-1} \sin \varphi_k \\ Q_k &= I_{k-1} \sin \varphi_k + Q_{k-1} \cos \varphi_k, \end{aligned} \quad (48)$$

где сдвиг по фазе φ_k связан с входными символами $m_{I,k}$ и $m_{Q,k}$ в соответствии с данными, содержащимися в таблице 12.

ТАБЛИЦА 12

Информационные биты $m_{I,k}$ $m_{Q,k}$	Фазовый сдвиг φ_k
11	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
00	$-3\pi/4$
10	$-\pi/4$

Общая форма сигнала $\pi/4$ КФМн в этом случае имеет вид:

$$S_{\pi/4 QPSK} = I(t)\cos(2\pi f_c t) - Q(t)\sin(2\pi f_c t), \quad (49)$$

где:

$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_k I_k p(t - kT_s - T_s/2) \\ Q(t) &= \sum_k Q_k p(t - kT_s - T_s/2) \end{aligned} \quad (50)$$

Функция $p(t)$ соответствует форме импульса, а T_s обозначает период символа.

При $\pi/4$ ЦКФМн модуляции входная двоичная последовательность сначала дифференцированно кодируется, а затем модулируется с помощью описанного выше $\pi/4$ КФМн модулятора.

4.2.2 Спектральная плотность мощности

Отношение длительности символа T_s сигнала $\pi/4$ КФМн к длительности бита T_b имеет следующий вид:

$$T_s = 2T_b.$$

Спектральная плотность мощности сигнала $\pi/4$ КФМн (и $\pi/4$ ЦКФМн) с прямоугольными импульсами в этом случае имеет вид:

$$\begin{aligned} P_{\pi/4 QPSK} &= \frac{E_s}{2} \left[\left(\frac{\sin[\pi(f - f_c)T_s]}{\pi(f - f_c)T_s} \right)^2 + \left(\frac{\sin[\pi(f + f_c)T_s]}{\pi(f + f_c)T_s} \right)^2 \right] \\ &= E_b \left[\left(\frac{\sin[2\pi(f - f_c)T_b]}{2\pi(f - f_c)T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin[2\pi(f + f_c)T_b]}{2\pi(f + f_c)T_b} \right)^2 \right], \end{aligned} \quad (51)$$

где E_b представляет собой энергию на бит, а E_s – энергию на символ.

4.2.3 Ширина полосы

Ширина радиочастотной полосы от нуля до нуля равна битовой скорости R_b .

5 Ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM)

5.1 Основная идея

В области цифровой связи существуют два подхода к обеспечению эффективного использования имеющейся ширины полосы канала, чтобы добиться надежной передачи информации в пределах мощности передатчика и ограничений, связанных со сложностью приемника. Первый подход заключается в использовании системы с одной несущей, с помощью которой информация передается в виде последовательных серий. При таком подходе дисперсия времени, как правило, намного больше,

чем длительность символа, и соответственно возникает межсимвольная интерференция за счет дефектов в амплитудно-частотных характеристиках канала. Поэтому в целях компенсации искажений канала необходимо использовать промежуточное усилительное устройство.

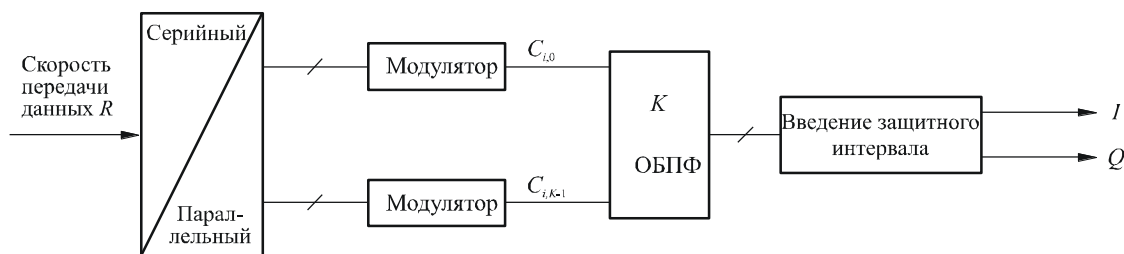
Другой подход, связанный с наличием искажений канала, заключается в делении имеющейся ширины полосы канала на ряд подканалов, причем каждый из подканалов будет иметь почти идеальные параметры. Это обеспечивается в рамках систем параллельных или уплотненных данных. В этих системах несколько параллельных потоков данных передаются одновременно таким образом, что в любой момент передается множество элементов данных. В такой системе спектр индивидуального элемента данных, как правило, занимает лишь незначительную часть имеющейся ширины полосы. В классической системе параллельной передачи данных общая полоса частоты сигнала делится на N подканалов частот, которые не накладываются друг на друга. Каждый подканал модулируется с помощью отдельного символа, после чего N подканалов разделяются по частоте. С помощью параллельной системы можно добиться более эффективного использования ширины полосы, если допустить наложение спектров индивидуальных подканалов при установлении конкретных ортогональных ограничений в целях облегчения разделения на подканалы в приемнике.

5.2 Схема модуляции OFDM

В схеме модуляции OFDM, применяемой для цифрового звукового радиовещания (DAB) и цифрового телевизионного радиовещания (DVB – наземного), используется этот последний подход для реализации эффективной системы передачи информации. В системе OFDM имеющаяся ширина полосы B делится на K подполос с ортогональными поднесущими. При первой реализации этой системы использовался ряд синусоидальных генераторов и когерентных демодуляторов. Однако для большого числа каналов использование такого количества этих устройств становится чрезмерно дорогостоящим и сложным. Вместе с тем, как было показано, этот метод реализуется путем выполнения преобразования Фурье (или фактически инверсного дискретного преобразования Фурье) первоначального последовательного потока данных, а набор когерентных демодуляторов фактически представляет собой генератор преобразования (соответственно прямого дискретного) Фурье.

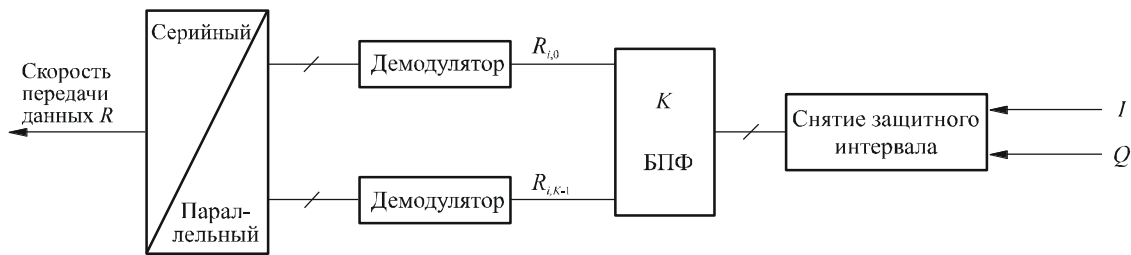
Цифровые узлы передатчика и приемника такой системы изображены на рисунках 34 и 35.

РИСУНОК 34
Передатчик OFDM



ОБПФ: обратное быстрое преобразование Фурье

РИСУНОК 35
Приемник OFDM



БПФ: быстрое преобразование Фурье

0328-35

В этой системе входной последовательный сигнал с высокой скоростью передачи данных R делится на K параллельных информационных последовательностей со скоростью передачи данных R/K . Каждая последовательность ведет к узкополосному сигналу и модулирует одну из поднесущих K с частотой f_k для k -ой поднесущей.

$$f_k = f_c + k/T_u,$$

где:

$$K_{min} \leq k \leq K_{max}$$

f_c : частота несущей.

Эффективная длительность интервала символа обозначается T_u , а период поднесущей – $1/T_u$. Таким образом, каждая последовательность не зависит от другой и может модулироваться независимо от других. После модуляции выходной сигнал каждого модулятора передается в устройство обратного быстрого преобразования Фурье из частотной во временную область. Внутри конкретного временного интервала длительностью T_u поднесущие перекрываются по спектру, но остаются ортогональными.

В канале радиосвязи образующуюся в приемнике OFDM межсимвольную интерференцию можно устранить довольно просто, если эффективный интервал символа T_u растянуть в приемнике с помощью защитного интервала длительностью T_g . Этот защитный интервал в целом состоит из циклического префикса символа. Длительность образующегося в этом случае символа составляет $T = T_u + T_g$. Если запаздывание в распространении радиоволн по каналу радиосвязи меньше, чем защитный интервал T_g , то поднесущие все еще остаются ортогональными даже в условиях сильной межсимвольной интерференции. Этот ортогональный вид позволяет иметь хорошую выборку данных.

Если же запаздывание в распространении радиоволн по каналу радиосвязи превышает длительность защитного интервала T_g , то поднесущие уже не будут иметь ортогональный вид. Поэтому защитный интервал представляет собой важный конструктивный параметр системы OFDM.

Приемник OFDM также имеет довольно простое устройство. После процесса синхронизации принимаемый сигнал умножается на прямоугольное окно длительностью T_u , чтобы убрать защитный интервал. Образующиеся сложные дискретные сигналы K преобразуются по Фурье с помощью устройства быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Даже в условиях сильной межсимвольной интерференции блок коррекции не применяется в связи с узкополосным характером сигнала каждой поднесущей.

5.3 Система OFDM

Излучаемый сигнал можно представить в следующем виде:

$$s(t) = R \left\{ e^{2\pi j f_c t} \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{l=0}^L \sum_{k=K_{min}}^{k=K_{max}} c_{m,l,k} \cdot \Psi_{m,l,k}(t) \right\}, \quad (52)$$

где:

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{2\pi j \frac{k}{T_u} (t - T_s - lT_s - (L+1)mT_s)} & \text{при } (l + (L+1)m)T_s \leq t \leq (l + (L+1)m + 1)T_s, \\ 0 & \text{при других значениях} \end{cases}$$

где:

- k : количество поднесущих
- l : количество символов OFDM
- $L+1$: количество символов на кадр
- m : количество кадров
- T_s : длительность символа ($T_s = T_u + T_g$)
- T_u : обратное значение разброса несущей
- T_g : длительность защитного интервала
- f_c : частота в центре полосы радиочастотного сигнала
- $c_{m,l,k}$: сложный символ для несущей k символа данных l в количестве кадров m
- K : количество активных несущих ($= K_{max} - K_{min} + 1$).

Излучаемый сигнал отражает организацию потока данных. Передаваемый сигнал организуется в кадрах, причем каждый кадр имеет длительность T_f и состоит из $(L + 1)$ OFDM символов.

5.4 Несущие полезных данных

В системе OFDM в связи с независимым характером каждой поднесущей модулирующие сигналы могут быть независимыми. Несущие данные в одном кадре OFDM могут подвергаться либо КФМн модуляции, либо КАМ модуляции.

Вводятся также перемежающиеся данные, чтобы воспользоваться разнообразием передающих частот.

5.5 Характеристики спектра

Характеристики спектра данной системы OFDM можно получить с помощью излучаемого сигнала, используя определение, представленное для поднесущих. Для того чтобы установить спектр мощности излучаемого сигнала, мы ограничиваемся первым символом первого кадра. Частоты подполос несущих определяются как:

$$f_c + k/T_u. \quad (53)$$

Функция автокорреляции для k -ой поднесущей в основной полосе имеет вид:

$$\begin{aligned} A(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_{0,0,k}(t + \tau) \times \Psi_{0,0,k}^*(t) dt \\ &= e^{2\pi j \frac{k\tau}{T_u}} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect} \left(\frac{t + \tau - \frac{T_s}{2} + T_g}{T_s} \right) \times \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_s}{2} + T_g}{T_s} \right) dt, \\ &= e^{2\pi j \frac{k\tau}{T_u}} F(\tau) \end{aligned} \quad (54)$$

где:

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } -\frac{1}{2} \leq t \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{при других значениях} \end{cases} .$$

Функция $F(\tau)$ на практике представляет собой функцию треугольника, т. е.:

$$F(\tau) = \begin{cases} T_s \left(1 - \frac{|\tau|}{T_s} \right) & \text{при } -T_s \leq \tau \leq T_s \\ 0 & \text{при других значениях} \end{cases} . \quad (55)$$

Поэтому плотность спектра мощности для k -ой поднесущей представляет собой свертывание $\delta(f-k/T_u)$ с помощью преобразования Фурье функции треугольника:

$$P_k(f) = \left[\frac{\sin\left(\pi\left(f - f_c - \frac{k}{T_u}\right)T_s\right)}{\pi\left(f - f_c - \frac{k}{T_u}\right)T_s} \right]^2. \quad (56)$$

Таким образом, общий спектр получается с помощью наложения $(K_{max} - K_{min}) + 1$ несущих полезных данных, модулированных с помощью соответствующих данных.

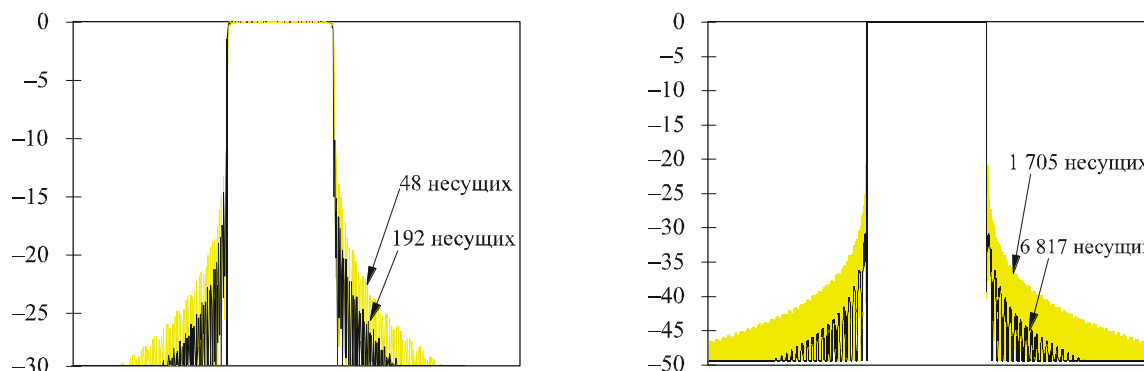
Передаваемый спектр имеет тенденцию к сохранению прямоугольной формы при увеличении количества несущих.

Эти внутренние внеполосные излучения сокращаются с помощью фильтрации промежуточной частоты.

Производство OFDM с помощью цифровой обработки может привести к спектральному расширению, вызванному усечением. Дополнительное расширение можно осуществить в модуляторе.

РИСУНОК 36

Спектральная плотность мощности



0328-36

5.6 Влияние нелинейностей

Внеполосное излучение усиленных модулированных OFDM сигналов представляется более важным. Это – результат высокого уровня динамики OFDM сигналов, который объясняется суммированием большого количества поднесущих с выборочной амплитудой и фазой. Требуется значительная выходная задержка, чтобы получить приемлемые показатели при наличии нелинейного устройства, такого как высокоомощный усилитель эмиттеров.

Теоретическая нелинейность, которая обычно используется в модели высокоомощного усилителя, представляет собой модель огибающей, не обладающей памятью. На входе усилителя сигнал имеет вид сигнала полосы пропускания с амплитудно-фазовой модуляцией:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad \text{при} \quad f_c \gg B, \quad (57)$$

где:

f_c : частота несущей

B : ширина полосы передаваемого сигнала

$A(t)$: огибающая передаваемого сигнала

$\varphi(t)$: фаза передаваемого сигнала.

Предполагается (в идеале), что гармоники нелинейного искажения сигнала на составляющих частотах несущей подавляются первой зональной полосой пропускания усилителя. Сигнал на выходе высокоомощного усилителя имеет вид:

$$s_{f_z}(t) = f(A(t)) \cos[2\pi f_c t + \varphi(t) + \Phi(A(t))]. \quad (58)$$

Искажения, производимые нелинейным усилителем, зависят от флуктуаций огибающей поступающего сигнала и определяются двумя функциями передачи огибающей:

$f(A(t))$: преобразование АМ/АМ
 $\Phi(A(t))$: преобразование АМ/ФМ.

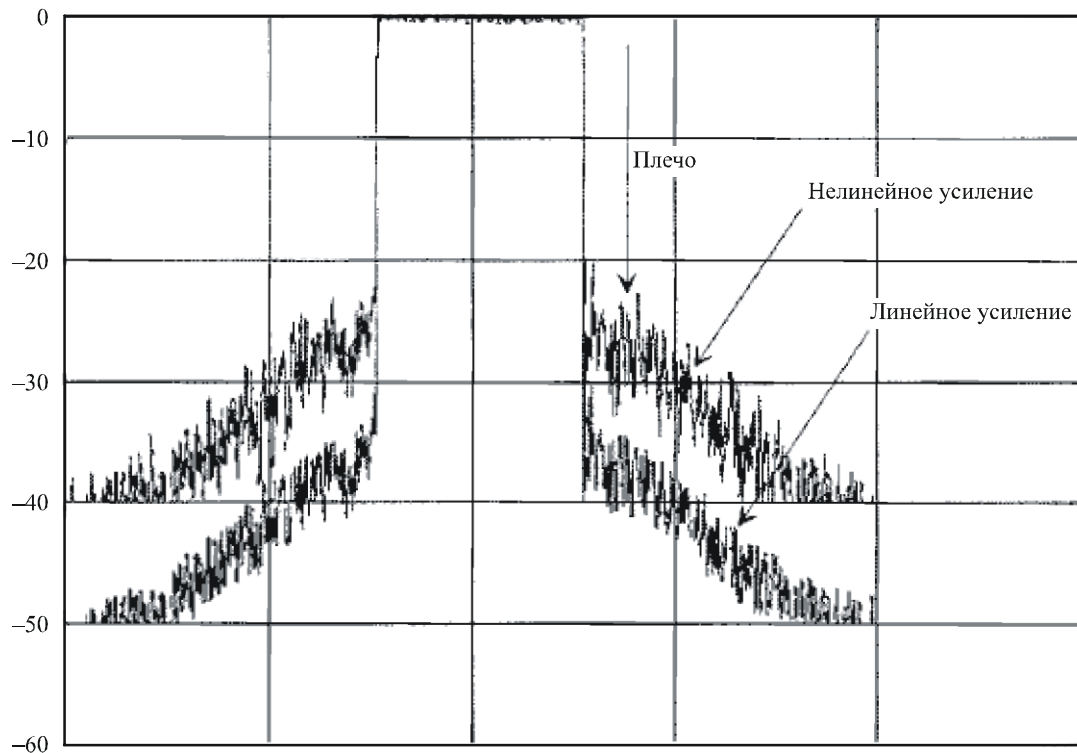
Эти искажения можно условно разделить на четыре типа:

- дополнительная нелинейная помеха в приемнике;
- интерференция между синфазными и квадратурными составляющими, вызванная преобразованием АМ/ФМ;
- спектральное расширение сигнала;
- интермодуляционные эффекты.

Исследования показывают, что OFDM обеспечивает высокий уровень устойчивости против воздействия внутриполосных помех, создаваемых нелинейными усилителями, но создает значительные внеполосные помехи по соседнему каналу. Для цифрового звукового радиовещания требуется, чтобы этот коэффициент, называемый также плечом, составлял почти 30 дБ (и почти 40 дБ в цифровом телевизионном радиовещании DVB-T) на эмиттере в качестве технического условия в отношении помех по соседнему каналу (см. рисунок 37).

РИСУНОК 37

Моделирование спектра OFDM линейного и нелинейного характера



Теоретические данные свидетельствуют о том, что когда нелинейности третьего порядка доминируют над нелинейностями более высокого порядка, то уровень этих плеч можно вывести из уровня интермодуляционных продуктов, создаваемых двухтональным сигналом, передаваемым с такой же мощностью, что и OFDM сигнал. В этих условиях уровень плеча на 6 дБ выше, чем уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка (IM3).

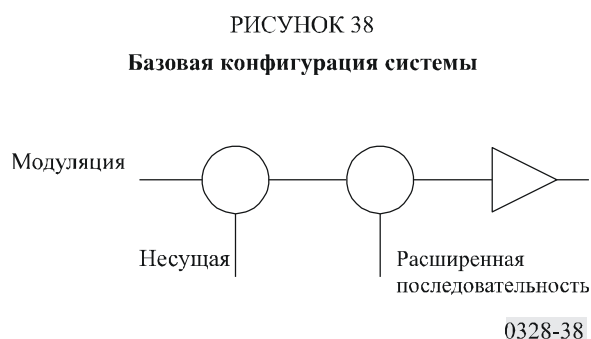
Существуют следующие методы уменьшения этих внеполосных излучений, вызванных нелинейностями:

- работа в линейных параметрах высокоомощного усилителя. Необходимая задержка на выходе снижает электрическую эффективность усилителя. Одним из решений может быть небольшая задержка, которая обеспечивает компромисс между электрической эффективностью и нелинейным ухудшением параметров;
- в настоящее время существуют различные устройства, позволяющие корректировать воздействия нелинейного характера (предварительное искажение, коррекция искажения с использованием обратной связи, коррекция искажения с использованием положительной прямой связи, ...);
- соответствующее кодирование может уменьшить пик до среднего коэффициента мощности, обеспечивая тем самым более высокий уровень выходной мощности для данного передатчика для определенной степени спектрального расширения;
- для того чтобы свести к минимуму внеполосные излучения, можно также использовать фильтры, устанавливаемые после усилителя мощности.

6 Расширенный спектр

Методы, связанные с использованием расширенного спектра, подразумевают увеличение ширины полосы передаваемого сигнала, чтобы добиться одного или нескольких преимуществ, таких как сокращение многолучевого распространения радиоволн, обеспечение многостанционного доступа, снижение спектральной плотности мощности, а также ряда других. Расширенный спектр может иметь три основные формы: прямая последовательность, скачкообразная перестройка частоты или внутриимпульсная линейная частотная модуляция, а также временная дисперсия. Для целей снижения внеполосных излучений, более важным представляется расширенный спектр прямой последовательности: так как воздействие скачков по частоте в основном зависит от скорости скачков и фиксируется либо с помощью воздействия частотной модуляции, либо амплитудной модуляции, в зависимости от фактического исполнения.

При расширенном спектре прямой последовательности модулируемый сигнал распространяется в частотной области путем ремодуляции с псевдослучайной цифровой последовательностью, как правило, за счет использования ФМн модуляции. На рисунке 38 изображена базовая система.



Базовой модуляцией обычно считается модуляция, которая не оставляет отчетливого следа на расширяющемся сигнале, т. е. когда амплитудную модуляцию можно было бы распознать, так как расширенный сигнал все еще содержит бы амплитудную модуляцию. Обычно применяется такая система модуляции как КФМн, а образуемый модулированный сигнал распространяется за счет использования ДФМн или КФМн для расширяющегося сигнала.

Демодуляция обеспечивается за счет уменьшения сигнала путем использования той же псевдослучайной кодовой последовательности, синхронизируемой с принимаемым сигналом, после чего детектируется уменьшенный сигнал. При поступлении одновременно нескольких сигналов прием отдельного сигнала может быть обеспечен за счет использования правильной кодовой последовательности.

С более подробной информацией, касающейся расширенного спектра, можно ознакомиться в Рекомендации МСЭ-R SM.1055.

Приложение 7

Уменьшение помех, вызванных нежелательными излучениями передатчиков

СОДЕРЖАНИЕ

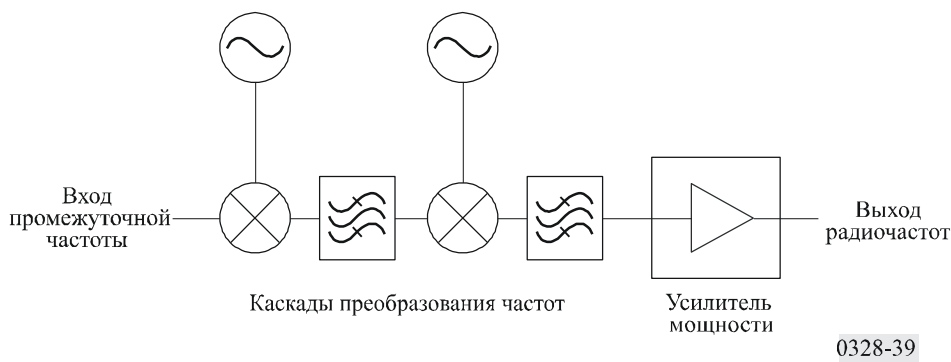
	<i>Стр.</i>
1 Архитектура передатчика.....	78
2 Фильтрация.....	80
3 Методы модуляции.....	83
4 Улучшение линейности характеристик.....	84
4.1 Предварительное искажение.....	84
4.2 Положительная прямая связь.....	86
4.3 Обратная связь.....	87
4.4 Обратная связь модуляции.....	87
4.5 Технология модуляционной передачи "Polar Loop".....	88
4.6 Технология с использованием Декартовой петли.....	89
4.7 Резюме.....	91

1 Архитектура передатчика

Высокочастотная архитектура радиопередатчиков часто имеет форму, изображенную в виде упрощенной блок-схемы на рисунке 39. Модулируемый входной сигнал формируется на промежуточной частоте, после чего проходит через один или несколько каскадов частотных преобразований и фильтрации вплоть до получения окончательной выходной частоты передатчика.

РИСУНОК 39

Типичная архитектура передатчика с преобразованием с повышением частоты



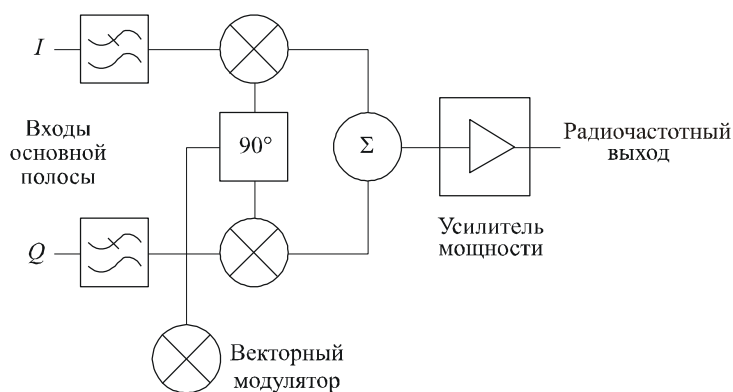
0328-39

Распространенная проблема, связанная с этой схемой, заключается в том, что в процессе каждого преобразования образуется множество побочных продуктов наряду с основным сигналом, равным сумме и разности частот. Они образуются в результате смещения гармоник местного генератора и гармоник промежуточной частоты на входе. Если гармоники местного генератора неизбежны из-за коммутационных функций порта смесителя местного генератора, то гармоники промежуточной частоты могут быть уменьшены за счет обеспечения достаточно низкого уровня промежуточной частоты в линейном блоке. Однако на практике должен достигаться компромисс между линейностью и интермодуляционными продуктами, которые считаются побочными излучениями, в связи с чем побочные эффекты устранить полностью не удастся. Побочные продукты, располагаемые далеко от желаемой частоты, можно подавить с помощью фильтрации, однако те из них, которые находятся близко от несущей частоты, ослабляться не будут.

Один из способов преодоления этой проблемы заключается в создании желаемого сигнала непосредственно на окончательной выходной частоте передатчика с помощью векторного модулятора, как изображено на рисунке 40. В этом случае синфазный (I) и квадратурный (Q) сигналы основной полосы используются непосредственно для модуляции несущей на выходной частоте. Несмотря на то, что все еще может отмечаться спектральное расширение на соседние каналы, устраняется эффект смещения гармоник, так как на смеситель подается только одна составляющая несущей.

РИСУНОК 40

Архитектура передатчика с векторным модулятором



0328-40

Недостаток такой схемы заключается в том, что на выходе происходит утечка ограниченной несущей, которая обычно подавляется с помощью примерно 30 дБ, относящихся к желаемому сигналу. Обычно это не имеет никаких последствий, но в тех случаях, когда требуется лучшее подавление несущей, необходимо скорректировать смещение постоянного тока на входах I и Q в целях подавления несущей.

Архитектура, изображенная на рисунке 40, имеет общий характер, однако при ее практическом воплощении необходимо проявлять осторожность, чтобы избежать высокочастотной обратной связи. Использование схем передатчика с преобразователями повышения частоты и модуляции на фиксированной промежуточной частоте позволяет уменьшить модуляционное искажение и внеполосные излучения.

На изображенной на рисунке 40 схеме используются два двухфазных модулятора амплитудной модуляции, но в равной степени можно использовать четыре однофазных модулятора и четыре ортогональных входных канала.

Более сложный, но более гибкий подход заключается в использовании единого маршрута, включающего аттенуатор с цифровым управлением и устройство, обеспечивающее фазовый сдвиг, также с цифровым управлением. Эти два элемента задействуются с помощью входного сигнала основной полосы посредством справочной таблицы (матрицы памяти), что позволяет непосредственно создавать практически любую (цифровую) схему модуляции.

2 Фильтрация

Фильтрация (обычно фильтрация полосы пропускания) выходного сигнала передатчика может быть использована совместно с другими методами, рассматриваемыми в настоящем Приложении, в целях снижения уровней остаточного побочного выходного сигнала. Выбор типа используемого фильтра, как обычно, является результатом компромисса между рядом взаимодействующих, как правило, противоречивых требований, таких как подавление внеполосных сигналов, затухание полосы пропускания, реакция во временной области, габариты, масса, стоимость и т. п.

Конструкции фильтров обычно опираются на классические категории, получаемые на основе анализа, такие как фильтры Буттерворта, Чебышева и т. п. Некоторые из этих категорий совершенствуются за счет оптимизации одной из характеристик в ущерб другим, а некоторые представляют собой компромиссы между различными техническими характеристиками, как показано в таблице 13.

ТАБЛИЦА 13

Сравнение различных категорий фильтров

Категория	Оптимизированный параметр	Принесенный в жертву параметр
Буттерворт	Пологость амплитуды полосы пропускания	Подавление внеполосных сигналов
Чебышев	Подавление внеполосных сигналов	Пологость и ослабление амплитуды полосы пропускания
Бессель	Пологость запаздывания полосы пропускания	Подавление внеполосных сигналов
Эллиптический (Кауэра-Чебышева)	Подавление замкнутого внеполосного сигнала (теоретически бесконечное на фиксированной частоте)	Внеполосное подавление вне фиксированной частоты

Другие категории представляют собой компромисс между различными техническими характеристиками. Например, можно разработать конструкцию так называемого линейного фазового фильтра таким образом, чтобы обеспечить пологость полосы пропускания, приближающуюся к показателям фильтра Бесселя, но с улучшенным подавлением внеполосных сигналов. Точно так же транзитные фильтры имеют фазовый сдвиг почти линейного характера и крутизну спада в полосе пропускания с ровной амплитудой, улучшенное внеполосное подавление по сравнению с фильтром Бесселя (но все же существенно ниже, чем в фильтре Чебышева).

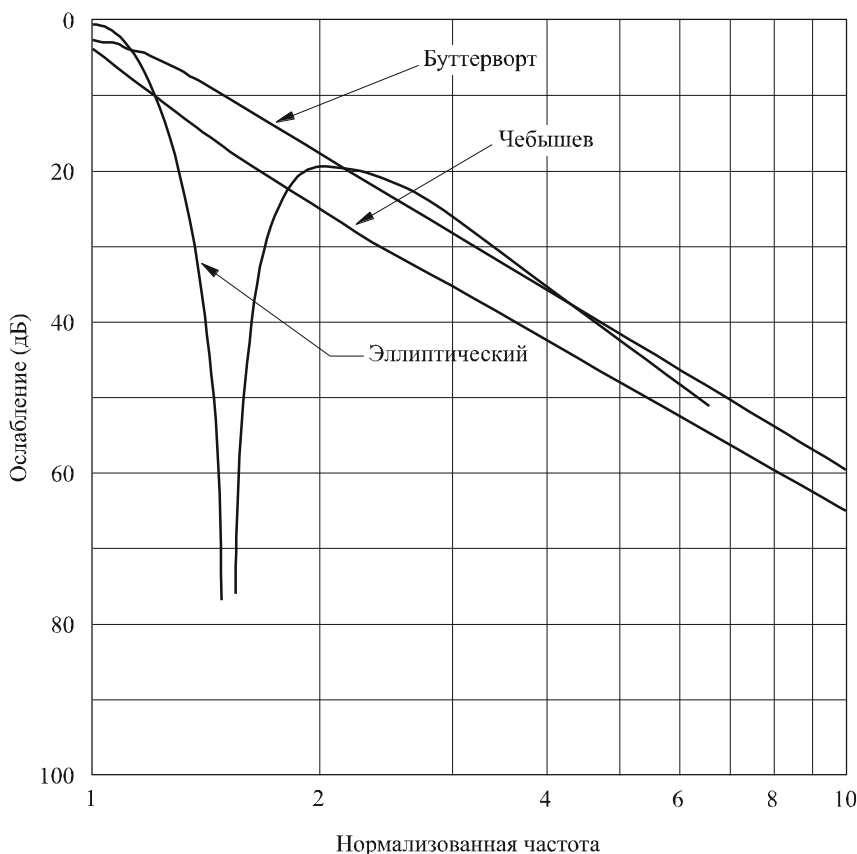
Помимо характеристик, изложенных выше, другим фактором, который определяет работу фильтра, служит его порядок сложности, который связан с количеством полюсов и (или) нулей в его переходной функции. В целом повышение порядка сложности улучшает рабочие показатели оптимизированных технических характеристик за счет снижения показателей характеристик(и), которыми (которой) жертвуют.

На рисунке 41 приведены примеры внеполосного подавления (что является главным параметром работы, который представляет интерес в контексте данного исследования) для фильтров Буттерворта, Чебышева и эллиптических фильтров порядка $n = 3$. Следует отметить, что изображены кривые

с низким уровнем пропускания; в практической конструкции кривая полосы пропускания получалась бы на основе этой кривой с помощью соответствующего снижения масштаба по оси частоты. Поэтому рисунок 41 служит иллюстрацией относительных показателей таких типов фильтров.

РИСУНОК 41

Сравнение фильтров Буттерворта, Чебышева и эллиптических фильтров при $n = 3$



0328-41

На рисунке 42 приводятся примеры внеполосного подавления аналогичных фильтров порядка $n = 7$. Улучшенные показатели работы этих фильтров можно получить только за счет повышения сложности реализации, а на практике – за счет повышения внесенных потерь в полосе желаемой частоты.

Для фильтрации выходного сигнала передатчика почти всегда необходимо использовать резонансные элементы, такие как резонансный контур или передаточные линии для формирования структур фильтра. Несмотря на то, что фильтры для поверхностных акустических волн производятся для работы на частотах вплоть до 2 ГГц, они имеют относительно низкий уровень максимальной шумовой мощности. Внесенные потери фильтров поверхностной акустической волны, как правило, бывают довольно высокими – до 6 дБ для резонансного фильтра поверхностной акустической волны и до 30 дБ для поперечных фильтров (линии задержки).

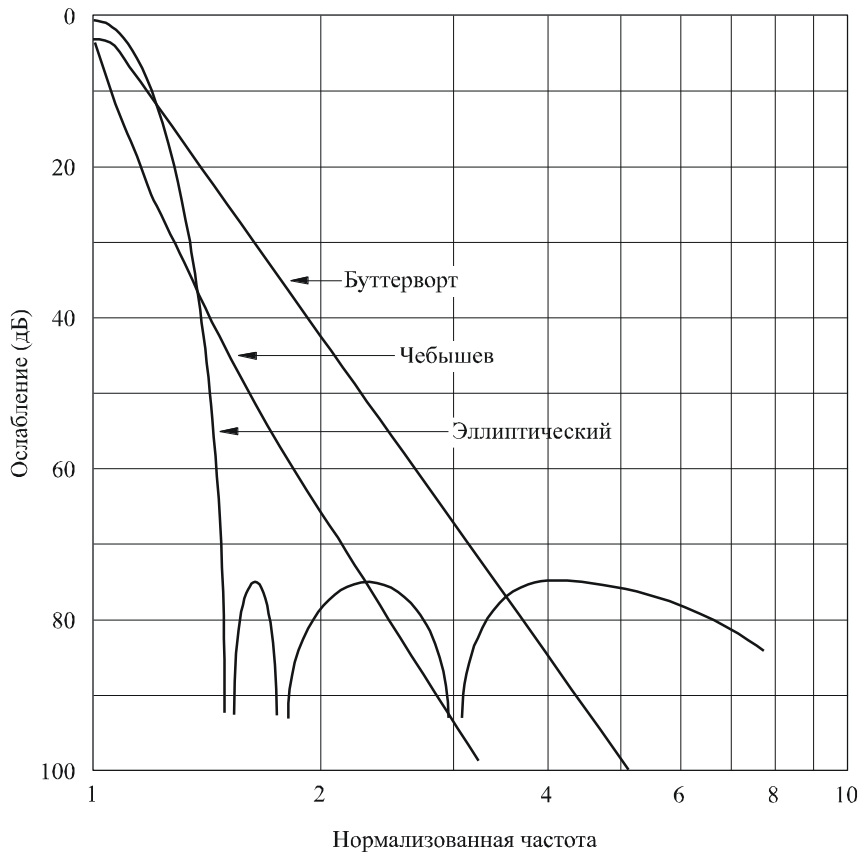
На частотах до нескольких сот МГц обычно используются катушечно-конденсаторные фильтры для достижения ширины полосы в 10% или более. Возможно получение и более узких полос частот, но незагруженные допуски Q и стабильность температурного режима компонент, как правило, препятствует дальнейшему существенному сокращению.

На более высоких частотах, до нескольких ГГц, чаще всего используются технологии фильтров в виде печатных микрополосковых устройств и керамики, гальванизированной серебром. Микрополосковые фильтры обычно ограничиваются шириной полосы, составляющей не менее нескольких процентов в связи с допусками на диэлектрическую постоянную, толщину подложки и неровный характер

травления. Незагруженный Q микрополосковых резонаторов (обычно < 200) также ограничивает минимальную практическую ширину полосы в связи с соображениями внесенных потерь.

РИСУНОК 42

Сравнение фильтров Буттерворта, Чебышева и эллиптических фильтров при $n = 7$



0328-42

Использование технологии покрытия керамики серебром может обеспечить достижение лучших результатов в связи с более высоким уровнем незагруженного Q и отличными показателями стабильности используемых материалов. В частности, индустрия сотовой и беспроводной телефонной связи способствовала развитию очень высокой диэлектрической константы, керамики с низкими потерями, используемой в миниатюрных фильтрах со сдвоенным резонатором. Например, типичный двухполюсный фильтр с частотой 1,9 ГГц может обеспечить достижение внесенной потери в 0,8 дБ при ширине полосы в 1%.

На частотах в несколько ГГц и выше в качестве резонансных элементов, как правило, выступают пустоты или фидерные линии с воздушным диэлектриком. Общей конфигурацией является межцифровой фильтр, в котором несколько выводов устанавливаются в едином резонаторе для обеспечения необходимого подключения и соответственно общих характеристик фильтра. Показатели сопоставимы с показателями фильтров из керамики с серебряным покрытием, причем имеющаяся ширина полосы составляет не более 0,2%.

Примером мер снижения влияния ситуации и связанных с этим издержек служит фильтрация, применяемая в некоторых УВЧ телевизионных передатчиках в целях обеспечения защиты радиоастрономической службы. Как описано выше, помехи радиоастрономическим приемникам, эксплуатируемым на частотах в 610 МГц, могут создаваться соседним каналом, присвоенным недавно высокомоушным аналоговым телевизионным передатчикам. Поэтому операторы передатчиков устанавливают в некоторых передатчиках высокомоушные фильтры в целях снижения излучения от дальнейшей модуляции боковых полос и интермодуляционных продуктов. В некоторых особых местах передачи необходимо было устанавливать 12-полюсный фильтр, позволяющий обеспечивать уровень

подавления помех около 80 дБ на частоте на 2 МГц ниже края полосы. Однако такой уровень фильтрации достигается лишь за счет повышения издержек на общую компоновку передатчика примерно на 25%.

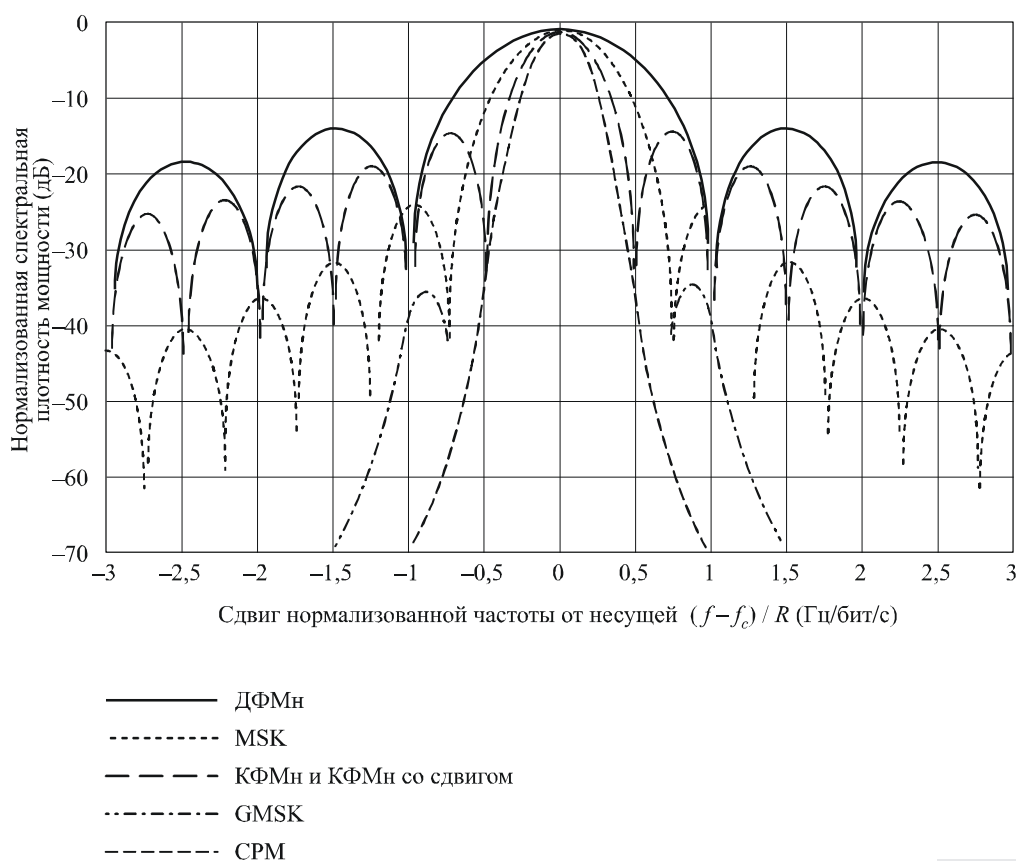
3 Методы модуляции

В передатчика, предназначенных для работы с одной несущей, выбор схемы модуляции может оказать значительное влияние на уровень энергии соседнего канала. Как ни странно, но в данном случае схемы, которые в потенциале дают наиболее ограниченный спектр, часто обеспечивают самые худшие показатели.

На рисунке 43 изображены теоретические значения спектральной плотности мощности различных схем модуляции. Очевидно, что в самом простом случае, связанном с ДФМн, энергия соседнего канала очень медленно сокращается сигналом несущей частоты.

РИСУНОК 43

Спектральная плотность мощности различных схем модуляции



0328-43

Нефильтрованные КФМн и КФМн со сдвигом имеют более узкую основную петлю, но во всем остальном демонстрируют лишь незначительное улучшение с точки зрения подавления энергии соседнего канала. КФМн со сдвигом может давать намного более низкий уровень внеполосной энергии с помощью фильтрации сигналов основной полосы перед модуляцией. Фильтр корня из приподнятого косинуса, например, может теоретически дать бесконечное подавление соседнего канала. Однако на практике фильтрация имеет ограниченную полосу подавления частот и, что важнее, поскольку КФМн со сдвигом не представляет собой схему с постоянной огибающей, то нелинейность усилителя мощности служит причиной повторного спектрального расширения посредством АМ/АМ и АМ/ФМ преобразований.

MSK модуляция без фильтрации основной полосы обеспечивает лучшие темпы уменьшения внеполосной энергии. Эти темпы можно и далее повышать за счет добавления Гауссовой фильтрации основной полосы (Гауссовой частотной манипуляции с минимальным сдвигом) (GMSK). Уровень усовершенствования зависит от параметров используемого фильтра, а приведенный на рисунке 43 пример отражает случай, когда произведение времени на ширину полосы дает 0,3 (как используется в сотовой радиосистеме). Из этой схемы видно, что она дает лишь скромные показатели на соседнем канале (обычно -40 дБс при смещении, сопоставимом с символьной скоростью), но поскольку речь идет о методе постоянной огибающей, то его преимущество заключается в том, что можно использовать усилитель, ограничивающий мощность.

Модуляцию GMSK можно рассматривать в качестве особого случая в классе методов модуляции с постоянной огибающей, известного как CPM. Как и в случае с GMSK, характер спектральной плотности мощности сигнала CPM зависит от различных параметров. Демонстрируемый пример представляет собой четырехуровневый сигнал с индексом модуляции, равным 0,33, и фильтрацией трехсимвольной длительности основной полосы приподнятого косинуса.

На практике трудности, связанные с обеспечением точности реализации этих более совершенных схем модуляции, ограничивают достижимую степень подавления внеполосной энергии. Огибающая сигнала имеет почти, но не вполне постоянный характер, поэтому нелинейность усилителя мощности все еще может служить причиной некоторого спектрального расширения, хотя это явление не имеет столь значительного характера, как в случае с КФМн со сдвигом.

В последнее время стало широко использоваться кодированное ортогональное частотное мультиплексирование (COFDM) при цифровом радиовещании (звуковом и телевизионном), см. п. 5 Приложения 6. Этот метод модуляции формирует набор несущих, которые обычно разделяют несколько кГц, где каждая несущая модулируется потоками ортогональных данных с низкой символьной скоростью. Поэтому общий спектр имеет почти прямоугольную форму. Однако амплитудное распределение такого сигнала практически напоминает шум и требуется задержка в усилителе мощности, чтобы обеспечить отношение пикового значения сигнала к среднему его значению. Ясно, что нелинейность усилителя создает проблему также и при использовании этого метода.

В системах с множеством несущих, где используется один усилитель мощности для усиления нескольких несущих, эта проблема усугубляется образованием интермодуляционных продуктов между несущими. В этом случае нежелательные продукты могут образовываться при кратных значениях разности несущих. Использование соответствующих методов кодирования может сократить отношение пикового значения сигнала к среднему его значению на факторы, значение которых может достигать 15 дБ: эти методы обеспечивают, чтобы подавлялись конкретные коды ортогональных данных, которые могли бы добавлять синфазу и повышать скачки мощности.

4 Улучшение линейности характеристик

Методы улучшения линейности характеристик радиочастотного усилителя можно в широком плане разделить на две основные категории:

- методы разомкнутого контура, достоинства которых заключаются в обеспечении безусловной стабильности, а недостатком является неспособность компенсировать изменения в технических характеристиках усилителя;
- методы закрытого контура, которые по своим характеристикам автоматически адаптируются к изменениям, происходящим в усилителе, но могут страдать от проблем, связанных с обеспечением стабильности.

В следующих ниже разделах рассматриваются методы улучшения линейности характеристик.

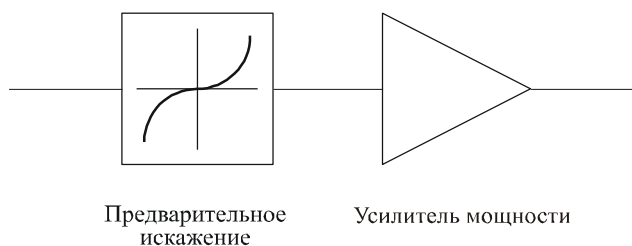
4.1 Предварительное искажение

Вместо того, чтобы использовать метод, который реагирует на фактические мгновенные характеристики высокоомощного усилителя, обычно предварительно искажают сигнал на входе усилителя, зная заранее передаточную функцию. Такое предварительное искажение можно осуществлять в радиочастотах, промежуточных частотах или в основной полосе. Линеаризаторы основной полосы, которые часто базируются на использовании таблиц поиска, хранящихся во встроенной в программное обеспечение памяти, получают все более широкое распространение в связи с наличием методов широкомасштабной интеграции, а также с возможностью обеспечения

компактного решения. Однако до последнего времени было легче обеспечивать осуществление соответствующей функции предварительного искажения с помощью контуров РЧ или ПЧ.

Это подразумевает установку блока подстройки нелинейности на тракте сигнала перед усилителем, в котором должна осуществляться подстройка, как показано на рисунке 44. Тем самым происходит предварительное искажение сигнала до его поступления на усилитель. Если в блоке предварительного искажения имеется нелинейность, которая имеет точный обратный порядок нелинейности усилителя, то в этом случае нелинейность, образуемая в усилителе, устранил нелинейность, связанную с предварительным искажением, а на выходе получается сигнал без искажений.

РИСУНОК 44

Концепция предварительного искажения

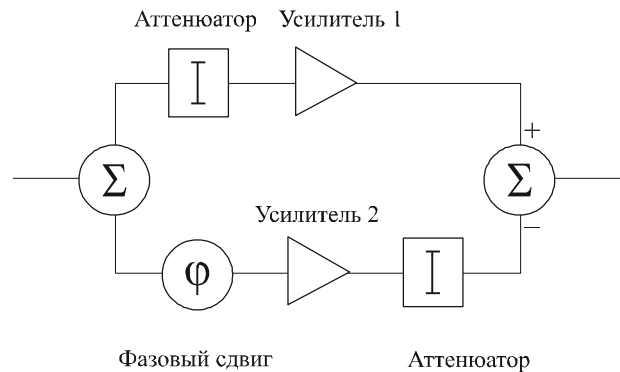
0328-44

В самом простом аналоговом исполнении на практике блок предварительного искажения может представлять собой сеть сопротивлений и нелинейных элементов, таких как диоды и транзисторы. В литературе появляется информация о некоторых примерах использования этих методов, когда сокращение интермодуляционного искажения третьего порядка, как правило, составляет от 7 до 15 дБ. Слабые показатели объясняются тем, что характеристики усилителя не остаются постоянными, а изменяются в зависимости от времени, частоты, уровня мощности, напряжения подаваемого питания и условий окружающей среды.

Лучшие результаты достигаются в тех случаях, когда в качестве блока предварительного искажения используется пара усилителей с полевыми транзисторами, как показано на рисунке 45. В такой компоновке входной сигнал неравномерно разделяется между двумя усилителями таким образом, что один из них подвергается уплотнению. Затем уплотненный сигнал дифференцируется и выделяется из линейного выходного сигнала, что позволяет получить обратную характеристику уплотнения в соответствии с требованиями. Измерения показали, что с помощью этого метода достигается уменьшение интермодуляционного искажения примерно на 20 дБ, но лишь в том случае, когда главный усилитель работает с задержкой, составляющей не менее 1 дБ.

РИСУНОК 45

Предварительное искажение с "мягким" ограничителем



0328-45

Несмотря на сообщения об использовании адаптивных схем предварительного искажения, в которых нелинейность обеспечивается в рамках цифровой обработки сигнала, они, как правило, требуют большого объема вычислений и памяти, а также затрат мощности.

4.2 Положительная прямая связь

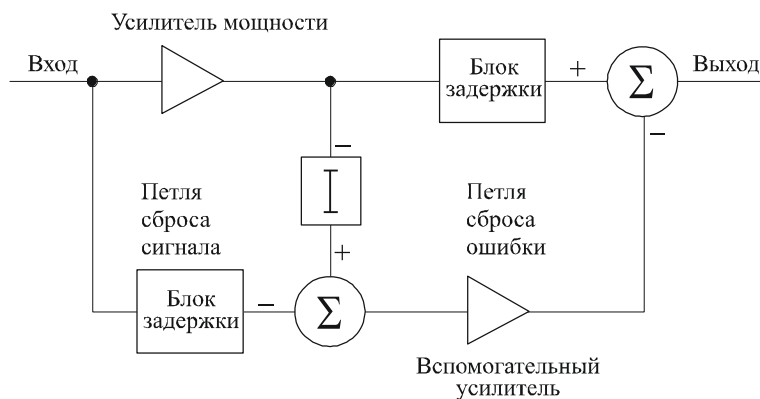
С помощью метода улучшения линейности характеристик за счет положительной прямой связи осуществляется сравнение усиленного сигнала с задержанным надлежащим образом вариантом входного сигнала, а получаемый разностный сигнал и представляет собой искажения усилителя. В свою очередь этот разностный сигнал усиливается и извлекается из конечного сигнала на выходе высокоомощного усилителя. Основным недостатком этого метода связан с необходимостью иметь второй усилитель, который может иметь меньший уровень номинальной мощности. Однако этот метод может обеспечивать повышение номинальной мощности выходного сигнала примерно на 3 дБ, если использовать лампу бегущей волны.

Положительная прямая связь подразумевает сравнение сигналов на входе и на выходе усилителя мощности в целях получения значения ошибки или искажения в петле сброса сигнала. Эта остаточная ошибка затем усиливается в отдельном усилителе малой мощности, после чего выделяется из выходного сигнала основного усилителя в петлю сброса ошибки. Это изображено на рисунке 46. Если вспомогательный усилитель малой мощности имеет идеальную линейность, а петля сброса ошибки идеально сбалансирована, то общим результатом становится усиление без искажений. Однако на практике петли сброса оказываются эффективными лишь частично, что является недостатком этого метода, хотя он и используется весьма широко.

В практической реализации положительной прямой связи нарушается баланс в петле сброса ошибки, что ограничивает уменьшение искажения. Например, погрешность коэффициента усиления на 1 дБ и фазовая погрешность в 10° ограничивают подавление искажения всего лишь до 14 дБ. Для того чтобы улучшить этот показатель, например, до 30 дБ, потребовалось бы обеспечить балансирование на уровне 0,3 дБ и 1° . Но даже при удовлетворении этих жестких требований общие линейные характеристики так и не станут лучше линейных характеристик вспомогательного усилителя, который поэтому должен действовать в классе А и соответственно окажется неэффективным. Эти проблемы еще более усугубляются ошибками в петле сброса сигнала, что повышает требования, предъявляемые к мощности вспомогательного усилителя, необходимой для обработки сигнала. Например, при погрешности коэффициента усиления в 2 дБ и фазовой погрешности в 10° необходимо, чтобы выходная мощность второго усилителя была лишь на 12 дБ ниже уровня выходной мощности основного усилителя.

РИСУНОК 46

Положительная прямая связь



0328-46

Примером практического воплощения метода положительной прямой связи служит ВЧ усилитель мощностью 30 Вт. В данном случае вспомогательный усилитель имеет такую же номинальную мощность, как и основной усилитель, однако достигаемое уменьшение искажения составляет не более 15 дБ по всей полосе. Интересно отметить, что при параллельном подключении двух усилителей, когда каждый из них работает в половину своей мощности, результаты получаются даже несколько хуже.

Этот метод широко используется в сотовых базовых станциях и обычно обеспечивает сброс искажения свыше 30 дБ в полосе шириной в 20 МГц.

4.3 Обратная связь

В звуковых усилителях улучшение линейных характеристик может быть легко обеспечено за счет использования обратной связи, но это не так просто в отношении высоких радиочастот из-за ограничений, присущих коэффициенту усиления усилителя с открытой петлей обратной связи. Вместе с тем, вполне можно использовать обратную связь с демодулированным выходным сигналом, чтобы создавать адаптивное предварительное искажение в модуляторе. С другой стороны, совершенно ясно, что такой подход невозможно применять в прозрачном ретрансляторе (только преобразование частот без встроенной демодуляции), в котором модулятор и высокоомощный усилитель разнесены на значительное расстояние.

Отрицательная обратная связь представляет собой самый распространенный метод улучшения линейных характеристик и широко применяется в низкочастотных усилителях, где легко поддерживать стабильность петли обратной связи. Однако в многокаскадных радиочастотных усилителях обычно удается задействовать общий уровень обратной связи лишь в несколько дБ, после чего начинают возникать серьезные трудности с обеспечением стабильности. Это объясняется главным образом тем, что если на низких частотах в усилителе с открытой петлей обратной связи можно обеспечить наличие доминирующего полюса в его амплитудно-частотных характеристиках (гарантирующего стабильность), то это не представляется практически осуществимым в радиочастотных усилителях, учитывая схожую ширину полос их индивидуальных каскадов.

Конечно, в схемах индивидуальных радиочастотных каскадов часто используется местная обратная связь, но поскольку подавление искажения равняется подавлению коэффициента усиления, то получаемое улучшение линейных характеристик оказывается незначительным, так как превышение коэффициента усиления открытой петли обратной связи редко бывает значительным.

4.4 Обратная связь модуляции

На заданной средней частоте полосы сигнал может в полной мере определяться его амплитудно-фазовой модуляцией. Этот факт используется в обратной связи модуляции с помощью приложения отрицательной обратной связи к модуляции сигнала, а не к самому сигналу. Поскольку модуляцию можно представить с помощью сигналов основной полосы, то мы можем успешно использовать очень большие объемы обратной связи этих сигналов, не создавая проблем со стабильностью, которые препятствуют использованию прямой радиочастотной обратной связи.

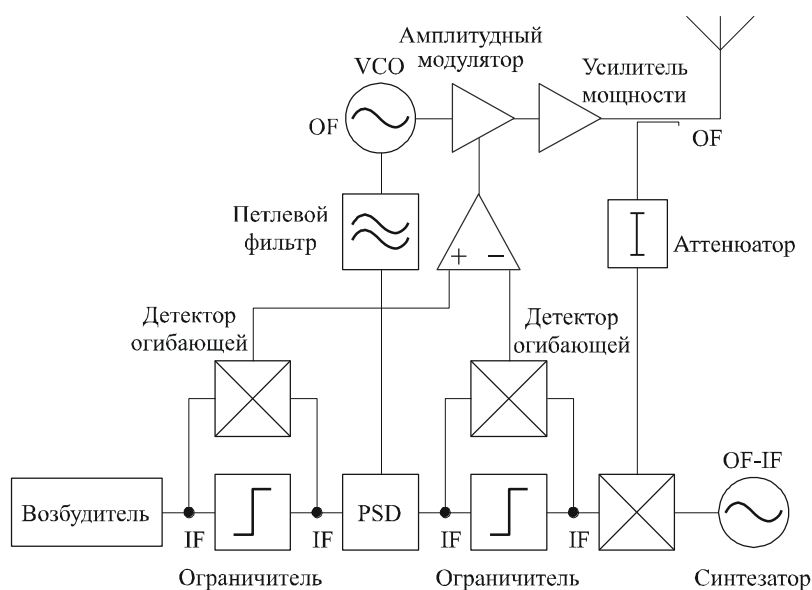
В ранних схемах применений обратной связи модуляции использовалась только амплитудная обратная связь (или обратная связь огибающей), прилагаемая к ламповым усилителям, в которых амплитудное искажение представляло собой господствующую форму нелинейности. Однако в полупроводниковых усилителях весьма существенное значение приобретает фазовое искажение, которое должно корректироваться наряду с амплитудными погрешностями. Первым успешным опытом практического осуществления одновременной амплитудной и фазовой обратной связи стал метод, получивший название модуляционной передачи "Polar Loop".

4.5 Технология модуляционной передачи "Polar Loop"

Технология модуляционной передачи "Polar Loop" основана на принципе ликвидации и восстановления огибающей, но измененной таким образом, чтобы позволить использование обратной связи. На рисунке 47 изображена блок-схема модуляционной передачи "Polar Loop".

РИСУНОК 47

Метод "Polar Loop"



0328-47

Радиочастотная часть этой системы особенно проста. Она включает задающий генератор, настроенный на рабочую частоту (OF), который создает фазовую составляющую выходного сигнала, каскад амплитудной модуляции, который создает амплитудную составляющую, а также основной усилитель мощности.

Входной сигнал в схеме "Polar Loop" сначала формируется на промежуточной частоте и с низким уровнем мощности (на блок-схеме изображен в виде блока возбуждителя). Затем он разлагается в форму полярных координат с помощью линейного детектирования в целях получения амплитудной составляющей, а также на жесткий ограничивающий сигнал в целях получения фазовой составляющей. Линейное детектирование обычно достигается с помощью умножения входного сигнала на выходной сигнал ограничителя в двойном сбалансированном смесителе (процесс, эквивалентный двухполупериодному выпрямлению). Стандартная величина конечного выходного радиочастотного сигнала преобразуется (обычно в сторону понижения) в ту же частоту, что и входной сигнал, и также разлагается на его полярные координаты. После этого два сигнала огибающей сравниваются в дифференциальном усилителе с высоким уровнем коэффициента усиления, который в свою очередь контролирует амплитудный модулятор, формируя систему обратной связи огибающей. Двухфазные

модулированные сигналы подвергаются фазовому сравнению в фазовом детекторе, а усиленный сигнал погрешности контролирует генератор, управляемый напряжением (ГУН), формируя замкнутую на фазу петлю. Общим результатом является формирование двух ортогональных петель обратной связи, которые посредством надлежащего выбора коэффициента петли и ширины полосы стремятся обеспечить, чтобы амплитуда и фаза выходного сигнала близко подходили к соответствующим значениям входного сигнала промежуточной частоты.

Показатели системы "Polar Loop" ограничиваются следующими двумя факторами:

- баланс между двумя контурами разложения в полярных координатах (ограничители + смесители);
- относительная ширина полос петель обратной связи, а также амплитуда и фаза спектров (что определяет имеющийся объем отрицательной обратной связи).

В практическом воплощении передатчиков по технологии "Polar Loop", предназначенных для узкополосных (5 кГц) применений, главной проблемой оказывается обеспечение баланса между разделительными контурами, в связи с чем устанавливается минимальное значение остаточного интермодуляционного искажения третьего порядка на уровне примерно -60 дБс. Для более широкополосных сигналов основным ограничением служит конечный объем обратной связи. Особенно это относится к сигналам, у которых огибающая может упасть до нуля, так как пересечение нулевой отметки часто приводит к резкому обрыву как огибающей, так и формы фазовой волны и соответственно к образованию огибающей и фазовых спектров, которые намного шире, чем общая ширина полосы сигнала.

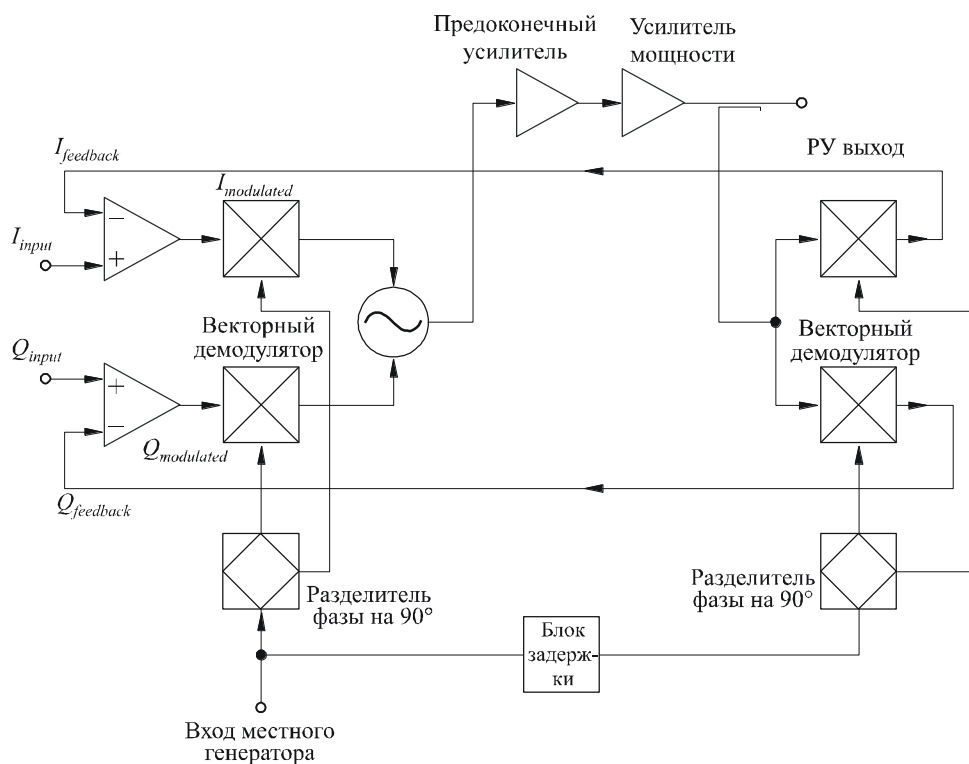
Альтернативный подход к обратной связи модуляции, который позволяет преодолеть изложенные выше проблемы, известен как метод Декартовой петли, описание которого содержится в следующем разделе.

4.6 Метод Декартовой петли

Метод Декартовой петли основан на использовании того, что модулированный радиочастотный сигнал может быть представлен в составной форме (I и Q) основной полосы, а также в виде амплитудных и частотных функций.

Если приложить отрицательную обратную связь к I и Q вместо A и φ , то это приведет к структуре, изображенной на рисунке 48. Операционные принципы заключаются в следующем.

РИСУНОК 48
Метод Декартовой петли



0328-48

Составные сигналы базовой полосы, $I_{\text{модулированный}}$ и $Q_{\text{модулированный}}$, используются для модуляции синфазного и квадратурного сигналов местного генератора в двойных сбалансированных смесителях, а образуемый на выходе объединенный сигнал формирует входной сигнал для возбудителя и усилителя мощности. Стандартный сигнал, получаемый на выходе усилителя мощности, подается во вторую пару смесителей, имеющих конструкцию демодуляторов, которые используют те же местные генераторы. Тем самым высокочастотный выходной сигнал когерентно демодулируется обратно в основной полосе I и Q . Эти сигналы, $I_{\text{обратной связи}}$ и $Q_{\text{обратной связи}}$, подаются затем обратно и сравниваются с входными сигналами, $I_{\text{вход}}$ и $Q_{\text{вход}}$, в дифференциальных усилителях с высоким коэффициентом усиления, выходные сигналы которых формируют входные сигналы для модуляторов, $I_{\text{модулированный}}$ и $Q_{\text{модулированный}}$. Как и в технологии "Polar Loop", формируются две ортогональные петли обратной связи, которые стремятся обеспечить, чтобы характеристики демодулированных выходных сигналов I и Q приближались к характеристикам входных сигналов I и Q . Следует отметить, что, учитывая когерентный характер обратной связи, этот метод служит тождественным эквивалентом методу радиочастотной обратной связи, но поскольку с помощью дифференцированных усилителей вводятся доминирующие векторы полярных координат петли, то можно легко обеспечить хороший запас фазовой стабильности, даже при применении большого объема сигналов обратной связи.

Блок задержки, изображенный на рисунке 48, должен обеспечивать, чтобы высокочастотный выходной сигнал и демодулирующие несущие находились в правильной относительной фазе. Идеальное выравнивание не всегда достигается за счет корректирующих действий цепей обратной связи.

Эффективность метода Декартовой петли определяется двумя факторами:

- отношение ширины полосы цепи обратной связи к ширине полосы входных сигналов I и Q (определяет объем обратной связи);
- линейные характеристики демодуляторов (поскольку демодулированные выходные сигналы I и Q должны иметь вид радиочастотных выходных сигналов).

Следует отметить, что в отличие от метода "Polar Loop" ширина полосы радиочастотного выходного сигнала составляет просто двойную ширину полосы I и Q . Создание широкополосных сигналов A и φ проблем не создает.

Передатчики с использованием метода Декартовой петли внедряются в производство и работают с относительно узкополосными сигналами, что позволяет добиваться отличных результатов. В ходе двухтональных испытаний, как правило, обеспечивалось уменьшение интермодуляционных продуктов третьего порядка на 40 дБ по сравнению с таким же передатчиком с открытым контуром обратной связи в усилителе мощности.

4.7 Резюме

В связи с более широким применением в системах методов обработки основной полосы и ремодуляции, становится возможным использование обратной связи модуляции в целях улучшения линейных характеристик высокомоощных усилителей. Использование этих методов все еще связано со значительными ограничениями в области ширины полосы. Методы предварительного радиочастотного искажения применяются особенно в тех случаях, когда требуются широкополосные усилители.
