



Рисунок 2 - Фрагмент відбитку, отриманий при дактилоскопіюванні фарбовим методом

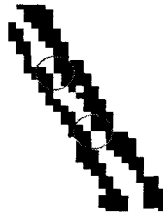


Рисунок 3 - Штучно сформовані з'єднуючі лінії

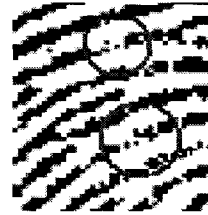


Рисунок 4 - Штучно сформовані обриви ліній

4) залишаються актуальними завдання підвищення ступеня автоматизації процесу обробки зображень відбитків пальців і виділення значимих ознак, а так само – й вдосконалення методів пошуку інформації в базі даних відбитків пальців;

5) деякі методи автоматизованої обробки зображень відбитків пальців потребують вдосконалення, що буде позитивно сприяти процесу ідентифікації відбитків;

6) якість відбитків пальців, вилучених у оперативній обстановці фарбовим методом, часто виявляється незадовільною, що не сприяє розслідуванню злочинів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Белкин Р.С. Криминалистика: проблемы, тенденции, перспективы. От теории - к практике. -М.: Юрид. лит., 1988. -304 с.
2. Задорожный В. Идентификация по отпечаткам пальцев // PC Magazine /Russian Edition. -2004. -№ 2. -С.19-24.

3. Криминалистика: Підручник /За ред. В.Ю. Шепітька. -К.: Вид. дім «Ін Юре», 2001. -684 с.

4. Остап В.П. Методи опису та розпізнавання дактилоскопічних зображень для створення інформаційно-вимірвальних систем: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.11.16 /НАН України. Фіз.-мех. ін-т ім. Г.В. Карпенка. - Львів, 2004. -20 с.

5. Хазиев Ш.Н., С.С. Самищенко Сто лет российской дактилоскопии: имена и публикации // Уголовный процесс и криминалистика на рубеже веков: Сб. науч. трудов. -М.: Академия управления МВД России, 2000. -С.235-242.

6. АДИС «ДАКТО 2000». Руководство пользователя: Версия 4.0.2. -Минск: НПООО «ТОДЕС», 2000. -160 с.

7. Ярославский Л.П. Введение в цифровую обработку изображений. -М.: Сов. радио, 1979. -312 с.

8. Глезер В. Д. Механизмы опознания зрительных образов. -М.: Наука, 1996. -204 с.

Надійшла до редколегії 28.04.2005

ВАХЕТА О.В., СТРУКОВ В.М. АНАЛИЗ МЕТОДОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОТПЕЧАТКОВ ПАЛЬЦЕВ

Выполнен анализ идентификационных методов автоматизированной обработки изображений отпечатков пальцев.

VAHETA O.V., STRUKOV V.M. ANALYS METHODS OF THE AUTOMATED PROCESSING OF IMAGES FINGERS PRINTS

The analysis of identification methods of the automated processing of images of prints of fingers is executed.

УДК 621.376+621.391.82

В.В. ВОРОНИН*,

В.В. КРИВОДЕРЕВ**, канд. психол. наук, доц.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники им. академика М.К. Янгеля**
*Национальный университет внутренних дел***

МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ В ЦИФРОВЫХ РАДИОКАНАЛАХ

Сопоставлены различные методы фазовой и частотной модуляции по критериям помехоустойчивости и спектральной эффективности.

В настоящее время в специальной технике достаточно широко применяется цифровая передача информации по радиоканалу (данные, аналоговые сообщения в цифровой форме, команды и др.). Это объясняется высокой помехо-

устойчивостью цифровой передачи, возможностью маскировки (защиты) информации и т.д. Одним из важных вопросов при реализации таких каналов является выбор методов модуляции. В данной работе обосновывается

целесообразность выбора сопоставлением показателей помехоустойчивости и спектральной эффективности.

Рассмотрим кратко классификацию сигналов. По объему алфавита цифрового сообщения M радиосигналы делятся на двоичные ($M=2$) и многопозиционные ($M>2$). По методу формирования можно классифицировать сигналы объемно-сферической (ОСУ) и поверхностно-сферической укладки (ПСУ). К сигналам ОСУ относятся разновидности сигналов амплитудной, амплитудно-фазовой, амплитудно-частотно-фазовой модуляции и др. [1, 2]. Для приема этих сигналов необходимо поддерживать постоянный уровень сигналов на входе демодулятора, что представляет определенные сложности, а, кроме того, передатчик сигналов ОСУ должен работать в линейном режиме. Это, в свою очередь, проблематично для миниатюрных радиостанций.

Для сигналов поверхностно-сферической укладки поиск наилучших ансамблей сигналов осуществляется путем нахождения сигнальных точек в узлах пространственной решетки, имеющей регулярную структуру. При так называемой плотной поверхностно-сферической укладке сигнальные точки располагаются равномерно на окружности с минимальным углом между соседними векторами $\varphi = 2\pi/M$ и минимальным расстоянием между сигнальными точками $R = 2\sqrt{E_B} \sin \pi/M$, где E_B - энергия информационного бита. Такие сигналы ПСУ реализуются как сигналы фазовой модуляции с числом позиций фазы M (рис. 1), где, для примера, $M=4$.

В дальнейшем для обозначения цифровых сигналов используется английская аббревиатура. Рассмотрим основные виды ФМ-сигналов, ограничиваясь основанием алфавита $M=4$.

Квадратурная ФМ (QPSK - quadrature phase shift keying, $M=4$) [3]. На интервале символа с номером « n » сигналы имеют вид:

$$S = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \left[\frac{a_n^i}{2} \cdot \cos \omega_0 t - \frac{a_n^j}{2} \cdot \sin \omega_0 t \right] \quad nT_S < t \leq (n+1)T_S, \quad (1)$$

где $a_n^i, a_n^j = \pm 1$ - двоичные информационные символы в квадратурных каналах; $E_S = 2E_B$ - энергия канального символа; T_S - длительность канального символа; ω_0 - несущая частота.

Для различных вариантов символов a_n^i, a_n^j вектор сигнала имеет фазы $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ и 315° . Огибающая каждой посылки сигнала имеет прямоугольную форму, а на стыках посылок возможны скачки фазы на $0^\circ, +90^\circ$ и 180° . При $a_n^j = 0$ получаем двоичную ФМ (BPSK - binary PSK, $M=2$).

$$S = \sqrt{\frac{2E_B}{T_B}} a_n \cdot \cos \omega_0 t, \quad nT_B < t \leq (n+1)T_B. \quad (2)$$

Здесь $E_B = E_S, T_B = T_S$.

Квадратурная ФМ со скруглением по Найквисту (NQPSK - Nyquist, QPSK, $M=4$). При этом прямоугольная огибающая в сигнале (1) скругляется, приобретая форму

функции $h(t)$:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \cdot \sum_{i=1}^n \left[\frac{T_S}{2} a_i^i h(t-iT_S) \cdot \cos \omega_0 t - \frac{T_S}{2} a_i^j h(t-iT_S) \cdot \sin \omega_0 t \right] \quad (3)$$

Функция $h(t)$ выбирается таким образом, чтобы обеспечивалась форма спектра в виде косо-симметричного среза с коэффициентом скругления спектра α , а сигнал (3) удовлетворял условиям дискретности. Наиболее часто используется косинусное скругление со спектром:

$$G(f) = \begin{cases} 1, & 0 < |f| < (1-\alpha)/2T_S; \\ \cos^2 \left[\frac{nT_S}{2\alpha} \left(f - \frac{1-\alpha}{2T_S}, \frac{1-\alpha}{2T_S} < |f| < \frac{1+\alpha}{2T_S} \right); \right. \\ \left. 0, \text{вне пределов} \right. \end{cases} \quad (4)$$

Скругление формы огибающей способствует сужению спектра сигнала представлено на рис. 1.

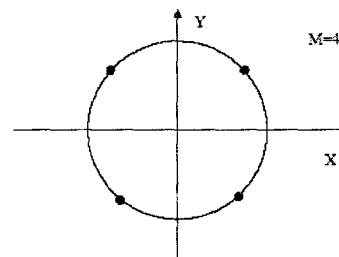


Рисунок 1 - Сигнальное созвездие ФМ сигналов с числом позиций фазы - $M=4$

Смещенная квадратурная ФМ (OQPSK - offset QPSK, $M=4$). Ограничение полосы сигнала QPSK приводит к появлению амплитудной модуляции, обусловленной переходными процессами (в основном, при скачках на 180°). В сигнале OQPSK такие скачки фазы на 180° отсутствуют, поскольку формирование производится с использованием двух квадратурных каналов, смещенных по времени на половину длительности символа $sT/2$. При этом скачки фазы на 90° остаются:

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \cdot \left[\frac{a_n^i}{2} \cdot \cos \omega_0 t - \frac{a_{n-1}^j}{2} \cdot \sin \omega_0 t \right], \quad nT_S \leq t \leq \left(n + \frac{1}{2}\right)T_S \quad (5)$$

$$S_2(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \cdot \left[\frac{a_n^i}{2} \cdot \cos \omega_0 t - \frac{a_{n+1}^j}{2} \cdot \sin \omega_0 t \right], \quad \left(n + \frac{1}{2}\right)T_S \leq t < (n+1)T_S$$

Аналогично (3), (4) в сигнале OQPSK также возможно скругление огибающих. В этом случае сигнал можно обозначить как NOQPSK, а выражение (5) принимает вид:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \left\{ \frac{T_S}{2} \cdot \left[\sum_{i=1}^n a_i^i h(t-iT_S) \cdot \cos \omega_0 t - a_{i-1}^j h(t-iT_S) \cdot \sin \omega_0 t \right] \right\} \quad (6)$$

$$nT_S \leq t \leq \left(n + \frac{1}{2}\right)T_S$$

$$S_2(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^n a_i h(t-iT_s) \cdot \cos \omega_0 t - a_{i-1} h(t-iT_s) \cdot \sin \omega_0 t \right] \right\},$$

$$(n + \frac{1}{2})T_s \leq t < (n+1)T_s$$

Здесь преобразование Фурье от $h(t)$ определяется формулой (4).

Квадратурная ФМ с изменением фаз на $\pi/4$ ($\pi/4$ - QPSK, $M=4$). Этот вид модуляции является промежуточным между QPSK и OQPSK, т.к. для $\pi/4$ - QPSK изменение фазы за символ происходит на 45° или 135° , в QPSK на 180° , в OQPSK на 90° .

Структурная схема формирователя сигнала $\pi/4$ QPSK представлена на рис.2, где ИС – источник сигнала; ДМ –

демультиплексор; Пр – преобразователь; ФНЧ – фильтр нижних частот, обеспечивающий скругление символов; КП – квадратурный преобразователь; Ус – усилитель. Эта схема является традиционной для получения сигналов QPSK за исключением преобразователя, работающего по алгоритму, представленному в табл.1.

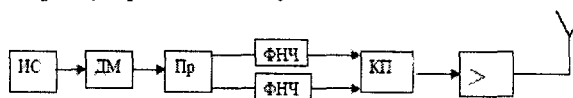


Рисунок 2 - Структурная схема формирователя сигнала $\pi/4$ QPSK

Таблица 1 - Соответствие между информационным битом и значением фазы сигнала

Информационный бит	Φ	$\cos \Phi$	$\sin \Phi$
11	$\pi/4$	+	+
01	$3\pi/4$	-	+
00	$-3\pi/4$	-	-
10	$-\pi/4$	+	-

Таким образом, формируется вращение результирующего вектора, что делает возможным прием рассматриваемого сигнала на частотный детектор.

Дифференциальные методы ФМ (DPSK differential PSK).

Используются как при когерентном, так и при некогерентном приеме PSK сигналов. В этом случае информация определяется разностью фаз соседних посылок. Применение относительного кодирования приводит к уменьшению ошибок на приеме и снижает помехоустойчивость. Однако дифференциальное кодирование является рациональным способом разрешения неоднозначности фазы в демодуляторе, возникающей при восстановлении несущей для когерентного приема, а также обеспечивает возможность применения фазовой модуляции при некогерентном приеме:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} a_n \cdot \cos \omega_0 t \quad (7)$$

$$\text{где } a_n = 1 \text{ при } (a_{n-1}, a_n) = \begin{Bmatrix} +1 & +1 \\ -1 & -1 \end{Bmatrix},$$

$$a_n = -1 \text{ при } (a_{n-1}, a_n) = \begin{Bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{Bmatrix}.$$

Модуляция минимального частотного сдвига ММЧС (MSK - minimum shift keying, $M=4$).

Родственный OQPSK метод модуляции, в котором скругления огибающей в каналах определяются гармоническими функциями:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} [a_i(t) \cos(\pi t / 2T_s) \cos \omega_0 t + a_j(t) \sin(\pi t / 2T_s) \sin \omega_0 t] \quad (8)$$

Использование такого скругления существенно сужает спектр OQPSK сигнала. Кроме того, сигнал MSK (8) имеет постоянную огибающую. Отличительной особен-

ностью сигнала MSK является также отсутствие разрывов фазы на границах посылок. Перечисленные выше сигналы образуют класс сигналов с линейной модуляцией.

Рассмотрим сигналы с нелинейной модуляцией.

Сигналы с непрерывной фазой (CPM continuous phase modulation) образуют широкий класс сигналов, описываемых общим выражением:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos[\omega_0 t + 2\pi \sum_{i=1}^n a_i h_i q(t - iT_s)], \quad (9)$$

$$nT_s < t < (n+1)T_s;$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(t) dt, \quad g(t) - \text{частотный импульс.} \quad (10)$$

Здесь: a_i - информационные символы, принимающие значения из алфавита $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (m-1)$; h_i - индекс модуляции, который может меняться от интервала к интервалу; $q(t)$ - функция фазового отклика (фазовый импульс).

На практике используют сигналы с частотным импульсом конечной длительности $g(t) = 0$ при $t = 0$ $t > LT_s$, где L - длина частотного импульса в величинах тактового интервала. Также вводится нормировка:

$$\int_0^{LT_s} q(t) dt = \frac{1}{2}, \quad (11)$$

т.е. $q(t) = 1/2$ при $t > LT_s$.

При $L=1$ мгновенные частоты на соседних тактовых интервалах оказываются некоррелированными при передаче некоррелированных символов. При $L=1$ наблюдается межсимвольная фазовая связь или модуляция полным откликом. Для $L \geq 2$ отмечается межсимвольная частотно-фазовая связь. Сигнал с непрерывной фазой определяется целым рядом параметров, определяющих его свойства, а также методы формирования и приема. К таким параметрам относятся: основание алфавита, величина индекса, количество и порядок чередования индексов, длина и форма частотного импульса.

Рассмотрим некоторые распространенные характеристики частотного импульса:

GMSK – gaussian shaped MSK (модуляция минимального частотного сдвига с гауссовским скруглением);

GTFM – generalized tamed FM – обобщенная сглаженная ЧМ со специальной формой частотного импульса, который определяется преобразованием Фурье от $G(\omega)$:

$$G(\omega) = \begin{cases} B_1 \left(1 + \frac{2a}{B_1} \cos \omega T_s\right) \frac{\omega T_s / 2}{\sin \omega T_s / 2}, & |\omega| < \frac{\pi}{T_s} (1-a), \\ B_1 \left(1 + \frac{2a}{B_1} \cos \omega T_s\right) \frac{\omega T_s / 2}{\sin \omega T_s / 2} \cdot \left(1 - \sin \frac{\omega T_s - \pi}{2a}\right), & \frac{\pi}{T} (1-a) < |\omega| < \frac{\pi}{T_s} (1+a), \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (12)$$

Здесь a , B_1 – коэффициенты, связанные условием $2a+B_1=1$, α – параметр скругления.

Эквивалентную схему модулятора в этом случае возможно представить следующим образом (рис.3), где приняты обозначения: ИС – источник сигнала, ПМФ – предмодуляционный фильтр, ИНТ – интегратор, h – блок задания индекса.

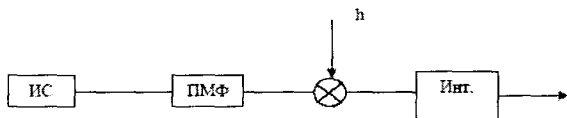


Рисунок 3 – Эквивалентная схема модулятора

В этом случае формируемый сигнал можно обозначить СРМФ, т.е. фильтрованный сигнал частотной модуляции с непрерывной фазой. Характеристики СРМФ задаются типом фильтра, его частотой среза – f_{cp} , индексом h . Если ПМФ гауссовский и $h = 0,5$, имеем GMSK, если ПМФ имеет АЧХ, определяемую (11), имеем GTFM, в отсутствие ПМФ и $h = 0,5$ – MSK, в отсутствие ПМФ, $L = 1$ и любом h – имеем CPFSK.

Сопоставим рассмотренные выше сигналы по характеристикам спектральной эффективности, которую удоб-

но характеризовать показателем компактности спектра – γ %, где:

$$\gamma\% = \left[\frac{\int_0^{\Delta f_H} S(f) df}{\int_0^{\infty} S(f) df} \right] \cdot 100\% \quad (13)$$

Здесь $S(f)$ – спектральная плотность сигнала; $\Delta f_H = \Delta FT_s/2$ – нормированная полуширина полосы канала. Аналитические выражения для энергетических спектров QPSK и MSK приведены в табл.2. Спектр BPSK вдвое шире, чем QPSK, спектры QPSK и OQPSK одинаковы. Сравнительные характеристики компактности спектров некоторых сигналов приведены в табл.3, откуда видно, что, например, по уровню 99,9 % полоса частот для QPSK в 10 раз больше, чем для GMSK. Оценим теперь характеристики спектральной эффективности для сигнала NOQPSK с использованием фильтров, имеющих АЧХ “корень из Найквиста”, которые используются в космической радиолинии «Инмарсат-В».

$$H(f) = \begin{cases} 0,5 \left[1 - \sin \frac{\pi}{2a} (f/f_H - 1) \right]^{0,5} & \text{для } f_H(1-a) < f < f_H(1+a). \end{cases} \quad (14)$$

Здесь $f_H = f_c/2$ – частота Найквиста, f_c – тактовая частота, α – коэффициент скругления. На рис.4 представлен спектр NOQPSK, обозначенный цифрой 1 для $\alpha = 0,6$, полученный методом моделирования. Здесь же цифрой 2 обозначен спектр на выходе идеального ограничителя, имитирующего воздействие усилителя мощности передатчика, работающего в классе С. Цифрой 3 обозначен спектр GMSK с параметром $BT_B = 0,25$, где B – полоса ПМФ. По оси x на рис.4 отложены частоты, нормированные к тактовой частоте f_c . Очевидно, что в линейном канале NOQPSK более эффективна, чем GMSK. В канале с ограничением более эффективна GMSK. Однако среди фазоманипулированных сигналов NOQPSK имеет лучшую спектральную эффективность.

Таблица 2 – Энергетические спектры сигналов

Вид сигнала	Энергетический спектр
BPSK	$G(f) = 2E_B \left(\frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right)^2$
MSK	$G(f) = 8E_B \frac{1 + \cos 4\pi f T_s}{\pi^2 (1 - 16f^2 T_s^2)^2}$

Таблица 3 – Сравнительные характеристики компактности энергетического спектра

Вид сигнала	FT ₉₉ при P(F), %		
	90	99	99,9
QPSK, OQPSK	0,85	6,2	9,6
MSK	0,78	1,18	2,8
GMSK (BT _B =0.25)	0,57	0,86	1,09
GTFM (a=0, B ₁ =1/2)	0,52	0,79	1,02

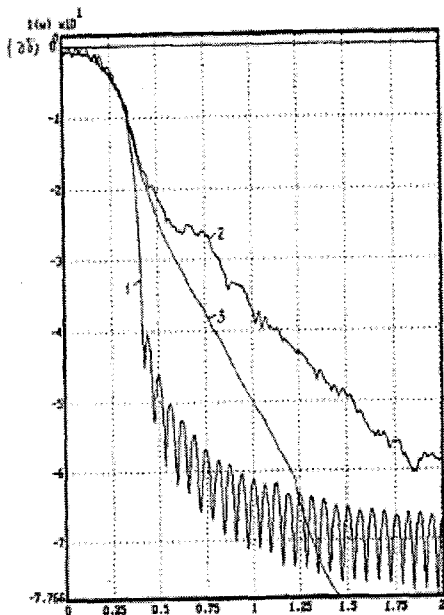


Рисунок 4 - Спектр noqpsk для значения $\alpha = 0,6$

Сопоставим теперь характеристики помехоустойчивости оптимального когерентного приема некоторых из

перечисленных сигналов. Показателем помехоустойчивости является отношение E_b/N_0 , обеспечивающее заданную вероятность ошибки $P_{ош}$. Здесь N_0 - спектральная плотность шума. Результаты представлены в табл.4.

Сигналы BPSK, QPSK, а также NOQPSK, $\pi/4$ - QPSK и MSK характеризуются одинаковой помехоустойчивостью ($E_b/N_0=8,4$ дБ), при $P_{ош}=10^{-4}$. Отметим, что здесь не учитывается дифференциальное кодирование, обычно используемое на практике. Когерентный прием CPFSK с оптимальным индексом ($h=0,715$) обеспечивает лучшие результаты. Однако оптимальный прием таких сигналов должен производиться по фазовой решетке с глубиной фазовой связи на 3 или 5 бит, что труднореализуемо на практике. Для GMSK сигнала ($BT_B=0,25$) и GTFM ($B_1=0,62, \alpha=0,36$) потери не превышают 1 дБ по отношению к приему MSK. Для обоих сигналов эти результаты получены нами экспериментально.

Задача оценки помехоустойчивости приема цифровых сигналов на частотный детектор имеет аналитическое решение лишь для CPFSK, т.е. в отсутствии ПМФ. Для вероятности ошибки $P_{ош}=10^{-3}$ проигрыш по отношению к когерентному приему ФМ-2 составляет 2,8 дБ для $h=0,7$. При этом нормированное значение полосы фильтра промежуточной частоты приемника к скорости передачи равно единице.

Таблица 4 - Сравнение помехоустойчивости приема

Вид сигнала	Метод приема	E_b/N_0 , дБ при $P_{ош}=10^{-4}$
NOQPSK	Когерентный	8,4
CPFSK	Когерентный	7,4
MSK	Когерентный	8,4
GMSK ($BT_B=0,25$)	Когерентный	9,4
GTFM ($\alpha=0,36, B_1=0,62$)	Когерентный	9,4

Выводы: Эксперимент показал, что по критерию «помехоустойчивость – спектральная эффективность» предпочтителен сигнал NOQPSK. В этом случае реализуются потенциальные возможности фазовой манипуляции. Сигналы NOQPSK целесообразно использовать в перспективных цифровых системах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в

спутниковой связи. –М.: Радио и связь, 1988. –240 с.

2. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. -М.: Радио и связь, 1988. -С.46-116.

3. Скляр Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. –М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. –1104 с.

Поступила в редколлегию 17.01.2005

ВОРОНИН В.В., КРИВОДЕРЕВ В.В. МЕТОДИ МОДУЛЯЦІЇ ТА ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ У ЦИФРОВИХ РАДІОКАНАЛАХ

Зіставлені різні методи фазової та частотної модуляції за критеріями завадостійкості та спектральної ефективності.

VORONIN V.V., KRIVODEREV V.V. METHODS OF MODULATION AND NOISE IMMUNITY IN DIGITAL RADIO CHANNELS

Different methods phase and frequency modulation by yardsticks of a noise immunity and spectral efficiency are compared.