

УДК 621.391

Широкополосная система радиосвязи повышенной скорости передачи информации

Филатов В. И.

*Военная Академия военная академия ракетных войск стратегического назначения
имени Петра Великого, Китайгородский проезд, 9/5, Москва, 109074, Россия
e-mail: vfil10@mail.ru*

Аннотация

Изложены новые научно-методические положения по повышению скорости передачи информации по каналам радиосвязи, которые легли в основу разработки предлагаемых передающего и приемного устройств для перспективной системы радиосвязи с повышенными требованиями к скорости передачи информации по радиоканалам и помехоустойчивости сигналов.

Ключевые слова: сигнально-кодовая конструкция, амплитудно-инверсная модуляция, спектрально-энергетическая эффективность, помехоустойчивость, скрытность, псевдослучайные последовательности, ортогональные сигналы.

Интенсивное развитие систем сотовой, беспроводной, спутниковой и профессиональной стационарной и подвижной радиосвязи привело к активному использованию частотного ресурса. Ограниченность частотного ресурса и возросшая потребность в больших объемах информационного трафика привели к

необходимости изыскания новых способов обеспечения абонентов высокоскоростными радиоканалами круглосуточного доступа.

Одним из возможных способов повышения эффективности использования частотного ресурса являются комплексное применение ортогональных частотного или кодового разделения каналов совместно со спектрально-эффективными методами модуляции сигналов. Таковыми являются m -ичные амплитудные или фазовые способы модуляции сигналов. В современных системах связи наиболее распространены на сегодняшний день широкополосная сигнально-кодовая конструкция (СКК) на основе ортогональных семейств последовательностей. Этот факт обусловлен преимуществом широкополосных сигналов в показателе помехоустойчивости в совокупности с применением ортогональных СКК с низким коэффициентом взаимной корреляции.

Для синтеза системы радиосвязи с повышенными требованиями к скорости передачи информации был выработан подход, основанный на анализе и применении наиболее энерго-спектрально-эффективных конструкций сигнала, а именно - использование многоканального построения системы радиосвязи с ортогональным кодовым разделением каналов на нелинейных производных кодовых последовательностях и квадратурной многоуровневой амплитудно-инверсной модуляцией (КАИМ) сигналов в каждом канале.

Каждый канал состоит из двух квадратурных каналов. В синфазном канале для передачи m символов двоичной информации используется кодовая последовательность P_1 , а в квадратурном канале для передачи второй комбинации

из m символов двоичной информации – последовательность $P2$. Причём, $P1$ ортогональна $P2$. При этом, старший разряд m -значной кодовой комбинации определяет вид последовательностей $P1$ и $P2$ – прямая или инвертированная (инверсная), а остальные $m-1$ информационных разрядов определяют дискретное значение амплитуды последовательности.

В свою очередь, в приёмнике (корреляторе или согласованном фильтре конкретного информационного канала приёмника) в каждом квадратурном канале производится свёртка принимаемых последовательностей $P1$ и $P2$ с последующим определением в амплитудно-инверсном демодуляторе (АИД) знака отклика согласованного фильтра или коррелятора, а затем определения в каждом квадратурном канале $(m-1)$ - разрядного номера интервала амплитуд, в котором находится амплитуда отклика принятого сигнала (Рис.1) Следовательно, в каждом канале (демодуляторе – КАИД) приёмника производится одновременная оценка $2m$ двоичных единиц принимаемой информации.

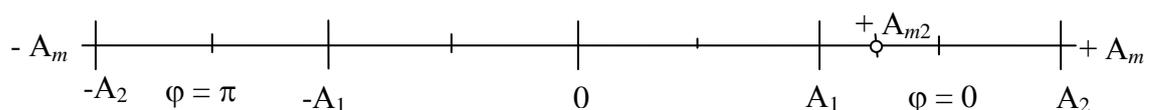


Рис.1 Амплитудно-инверсная модуляция в одной квадратуре

Для определения значений параметров характеристик помехоустойчивости достаточно оценить ее в одном из квадратурных каналов. Оценка помехоустойчивости в синфазном (квадратурный канал будет обладать теми же значениями параметров характеристик помехоустойчивости) канале показала, что

вероятность правильного приёма для i -го интервала амплитуд может быть представлена в следующем виде:

$$P_{np.i} = P_{np.Ai}(A_{mi} / \varphi_i) \cdot P_{np\varphi}(\varphi_i), \quad (1)$$

где $P_{np.Ai}(A_{mi} / \varphi_i) = \text{erf}\left(\frac{A_{mi}}{\sqrt{2}\sigma}\right)^*$, а $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt$, тогда

$$P_{np\varphi}(\varphi_i) = \text{erf}\left(\sqrt{\frac{2E_i}{\sigma^2}}\right); E_i = \frac{A_{mi}^2}{2}; \quad (2)$$

$\sigma^2 = N_0/2$ – спектральная плотность мощности шума в каком-либо квадратурном канале;

$A_{mi} = (A_i - A_{i-1})/2$ – математическое ожидание амплитуды сигнала на i -м интервале;

A_i, A_{i-1} – граничные значения амплитуд i -го интервала.

Тогда вероятность ошибочного приёма одного бита информации:

$$P_{ош} = \frac{M}{M-1} \left\{ 1 - \frac{2}{M} \left[\sum_{i=1}^{M/2-1} P_{npA}(A_{mi} / \varphi) \cdot P_{np\varphi}(\varphi_i) + \frac{1}{2} (1 + P_{npA}(A_{mM/2})) \cdot P_{np\varphi}(\varphi_{M/2}) \right] \right\}, \quad (3)$$

где $1 \leq i \leq M/2-1$.

В последнем выражении второе слагаемое определяет среднее значение вероятности правильного приёма символа, состоящего из t двоичных единиц информации на верхнем ($M/2$ -м) интервале. Значения нижних границ интервалов и размеры интервалов таковы, что на каждом интервале обеспечивается селекция амплитуд сигналов с заданной вероятностью ошибочного приёма информационного символа $P_{ош.з}$. Размеры интервалов имеют различную величину из-за того, что результирующая вероятность ошибочного приёма символа зависит от надёжности определения знака символа и надёжности селекции амплитуды сигнала.

Указанные особенности декодирования КАИМ сигналов определяют большую энергетическую эффективность рассматриваемого метода модуляции относительно других спектрально-эффективных методов модуляции сигналов, таких как M-PSK, КАМ.

На рис.2 приведены графики энергетической эффективности (отношения сигнал/шум на бит) рассматриваемого метода модуляции m -КАИМ сигналов и m -КАМ для различных значений заданной вероятности ошибки на бит информации.

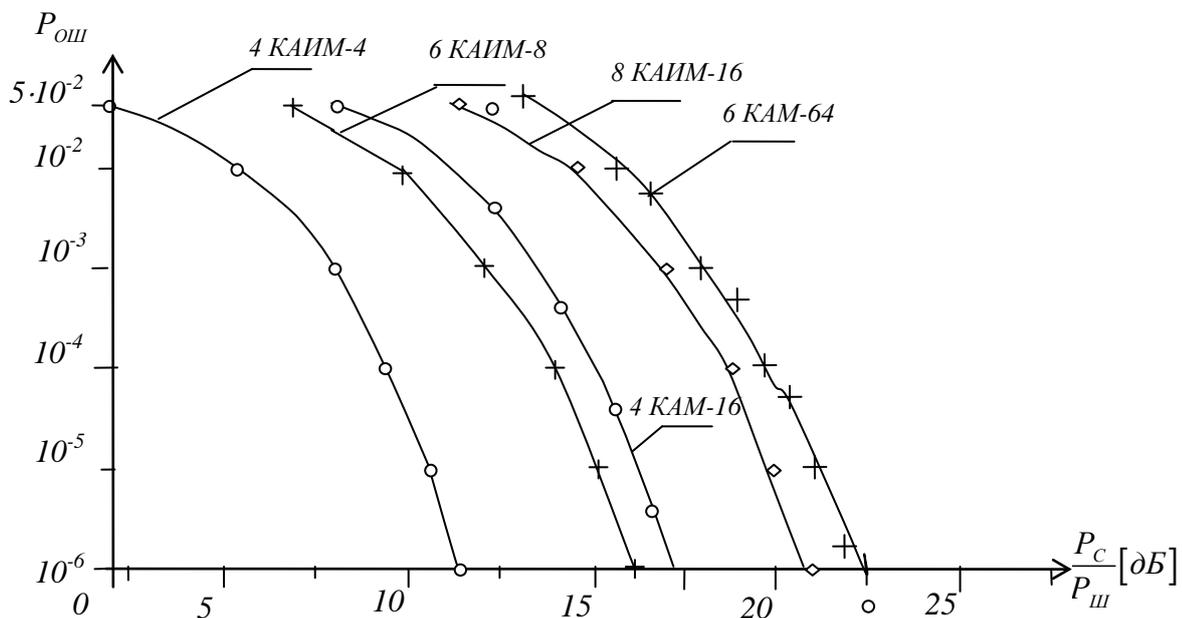


Рис. 2 Оценка энергетической эффективности $2m$ -КАИМ и m -КАМ

При использовании модуляции КАИМ в каждом из квадратурных каналов передаются одновременно по m бит информации (в обоих квадратурных каналах - $2m$ бит информации) с числом уровней амплитудной модуляции $M_{АИМ} = 2^m$ в каждом, тогда как при использовании $2m$ -КАМ число уровней квантования амплитуды сигнала $M_{КАМ} = 2^{2m}$, т.е. значительно превышает число уровней квантования амплитуды сигнала в случае использования $2m$ -КАИМ при одинаковом числе одновременно передаваемых бит информации. В связи с чем, энергетические

затраты на бит информации в случае КАМ значительно превышают энергетические затраты на бит в случае использования КАИМ. Как следует из рис.2, например, для $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$ на бит информации и $2m = (4; 6)$ бит, энергетический выигрыш в случае использования КАИМ составляет около 6 дБ при $m = (4 \text{ и } 6)$ для КАМ.

Эксперимент показал, что полученные при машинном моделировании результаты оказались незначительно лучше рассчитанных аналитически.

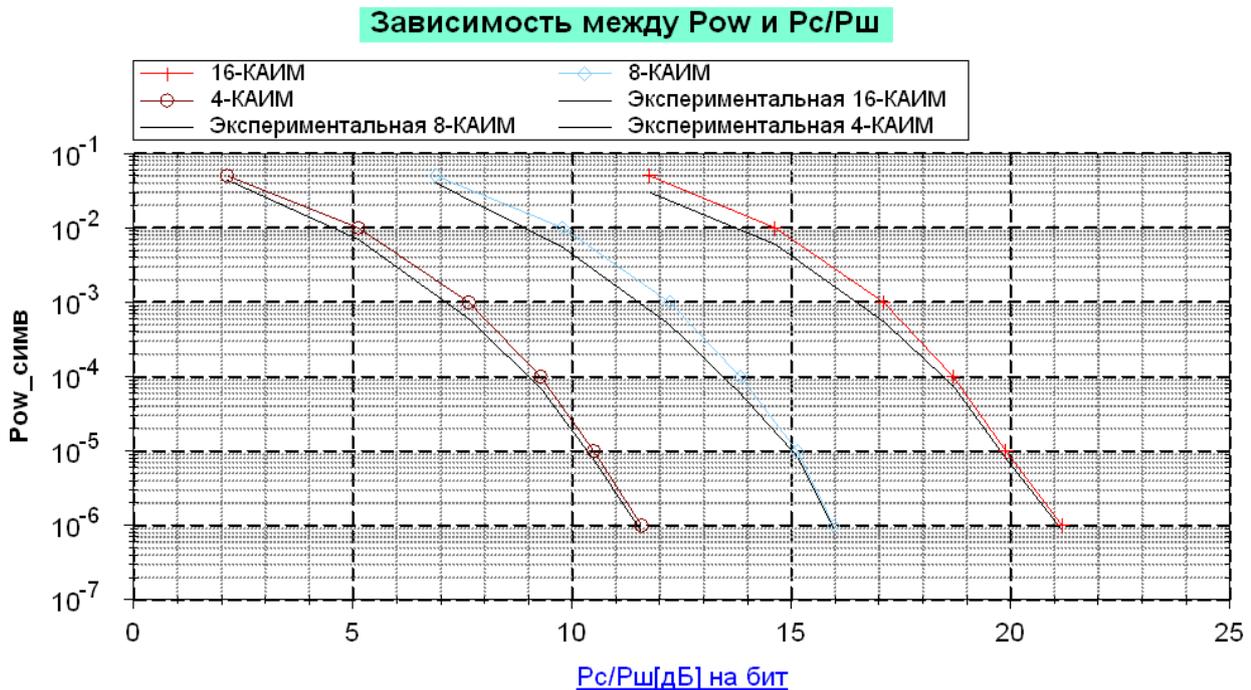


Рис.3. Сравнение полученных в ходе моделирования результатов с расчетными значениями

Полученные результаты свидетельствуют о повышении энергетического преимущества при модуляции приблизительно на 3.5 дБ по сравнению с QAM. Минимальная ширина полосы пропускания канала (F), необходимая для передачи данных в основной полосе частот без межсимвольных искажений со скоростью $R_s = 1/T_s$ символов в секунду, равна $1/(2T_s)$ Гц (в 2 раза меньше частоты опросов детектора). Частотная полоса системы с M -ичной частотной манипуляцией $F = M/T_s$. Следовательно, спектральная эффективность систем с амплитудно-фазовой и частотной манипуляцией:

$$C = V_s \log_2 M, \quad (4)$$

$$C = F \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) = V_s \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right), \quad (5)$$

$$R_b / F = \log_2 M \text{ (QAM) и } R_b / F = (\log_2 M) / M \text{ (FSK).}$$

Согласно [1], наиболее эффективными по данному показателю, являются MPSK и M-QAM модуляция.

Таблица 1

Сравнительная характеристика энергетических затрат на бит информации при различных видах модуляции (значения для M-QAM взяты из источника [3])

Рош/бит	Бит/символ	M-PSK	M-QAM	M-QAPM
10^{-3}	8			17,1
	6		15	12,24
	4	15	11	7,64
10^{-4}	8			18,69
	6		17	13,84
	4	16	12,7	9,27
10^{-5}	8			19,98
	6		18	15,14
	4	18	14,3	10,49
10^{-6}	8			21,17
	6		21,8	15,97
	4	19	14,5	11,58

Как следует из таблицы 1, наиболее приемлемым видом модуляции из рассмотренных, является м-ичная квадратурная амплитудно-инверсная модуляция.

Рассмотрим работу приемника-обнаружителя (рис.4) предлагаемой СКК и оценим качество приема сигнала. В математическом виде преобразования появятся составляющие суммарной и разностной частот. Составляющие суммарной частоты

подавляются фильтрами промежуточной частоты, а составляющие разностной частоты (промежуточной - $\omega_{пр}$) проходят через фильтры.

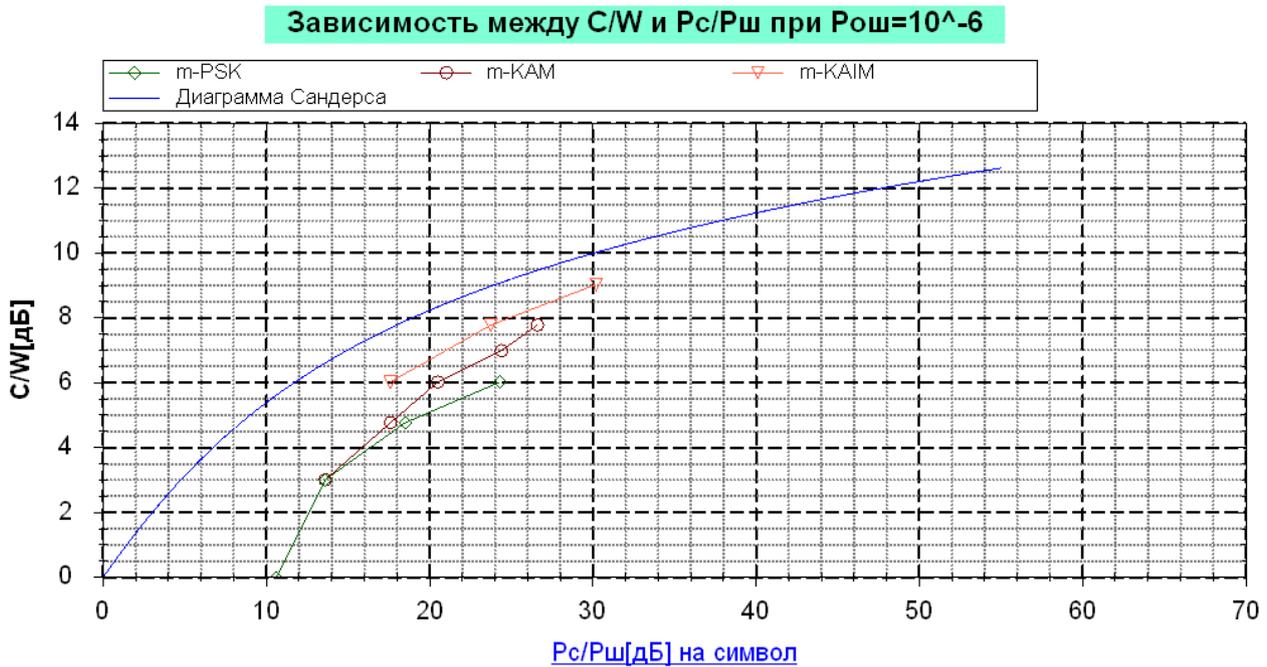


Рис.4. Распределение спектрально-эффективных видов модуляции под диаграммой Сандерса

Тогда на выходах перемножителей в синфазном и квадратурном каналах имеем для сигнала:

в синфазном:

$$\begin{aligned}
 s_{cs}(t) &= s(t) \cdot u_{gcs}(t) = \\
 &= \frac{A}{\sqrt{2}} \dot{I} 0 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} [\dot{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_0 t + \theta 1_{li}) + \dot{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_0 t + \theta 2_{li})] \cdot \cos(\omega_{gcs} t + \varphi) = \\
 &= \frac{A}{2\sqrt{2}} \dot{I} 0 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} [\dot{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi) + \dot{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi)];
 \end{aligned} \tag{6}$$

- в квадратурном:

$$\begin{aligned}
 u_{sn}(t) &= s(t) \cdot u_{gsn}(t) = \\
 &= \frac{A}{\sqrt{2}} \dot{I} 0 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} [\dot{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_0 t + \theta 1_{li}) + \dot{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_0 t + \theta 2_{li})] \cdot \sin(\omega_{gsn} t + \varphi) = \\
 &= \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot \dot{I} 0 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} [-\dot{I} 1_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi) + \dot{I} 2_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi)].
 \end{aligned} \tag{7}$$

- для шума, соответственно:

$$\left. \begin{aligned} n(t) \cdot u_{gcs}(t) &= [n_{cs}(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t)) + n_{sn}(t) \sin(\omega_0 t + \psi(t))] \cdot \cos(\omega_g t + \varphi) = \\ &= \frac{u_{\phi cs}}{2} [\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] + \frac{u_{\phi sn}}{2} [\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)]; \\ n(t) \cdot u_{gsn}(t) &= [n_{cs}(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t)) + n_{sn}(t) \sin(\omega_0 t + \psi(t))] \cdot \sin(\omega_g t + \varphi) = \\ &= \frac{u_{\phi sn}}{2} [\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] - \frac{u_{\phi cs}}{2} [\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] \end{aligned} \right\}, \quad (8)$$

где u_{uacs} , u_{usn} – амплитуда шумов в синфазном и квадратурном каналах, соответственно.

Таким образом, на входы корреляторов в подканалах слежения за несущей и тактовой частотами поступает соответственно сумма сигнала и шума в виде:

$$\begin{aligned} u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{a}cs}(t) &= \frac{A}{2\sqrt{2}} \tilde{I} 0 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} [\tilde{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi) + \tilde{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi)] + \\ &+ \frac{u_{\phi cs}}{2} [\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] + \frac{u_{\phi sn}}{2} [\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)]; \\ u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{a}sn}(t) &= \frac{A}{2\sqrt{2}} \tilde{I} 0 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} [\tilde{I} 2_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi) - \tilde{I} 1_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi)] + \\ &+ \frac{u_{\phi sn}}{2} [\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] - \frac{u_{\phi cs}}{2} [\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)]. \end{aligned} \quad (9)$$

Далее, сигналы (2.57) поступают на 1-й и 2-й входы корреляторов, а на 3-й вход коррелятора 3 поступает опорная последовательность $\tilde{I} 1_1 = \tilde{I} 0 \cdot \tilde{I} 1_1$, тогда как на 3-й вход коррелятора 4 подаётся опорная последовательность $\tilde{I} 2_1 = \tilde{I} 0 \cdot \tilde{I} 2_1$ от формирователя опорных сигналов (здесь и далее рассматривается первый канал приёмника).

В корреляторах осуществляется перемножение входного и опорного сигналов и фильтрация составляющих сигнала и шумов в фильтрах промежуточной частоты, т.е. корреляционная свёртка и фильтрация сигнала, а значит и селекция определённых составляющих сигнала.

Таким образом, используя последовательность $\tilde{I} 1_1$ и $\tilde{I} 2_1$, сигнал в корреляторе

3 в синфазном и квадратурном каналах, соответственно:

$$\begin{aligned} \overline{u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{o}\tilde{c}\tilde{s}}(t) \cdot \tilde{I} 0 \cdot \tilde{I} 1_1} &= \overline{u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{o}\tilde{c}\tilde{s}}(t) \cdot \tilde{I} 1_1} = \\ &= \left\{ \frac{A}{2\sqrt{2}} \tilde{I} 1_1 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta}t + \theta 1_{il} - \varphi) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \tilde{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta}t + \theta 2_{il} - \varphi) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \tilde{I} 1_1 \cdot \left[\frac{u_{\phi cs}}{2} [\cos(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] + \frac{u_{\phi sn}}{2} [\sin(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] \right] \right\}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \overline{u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{o}\tilde{s}\tilde{n}}(t) \cdot \tilde{I} 0 \cdot \tilde{I} 1_1} &= \overline{u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{o}\tilde{s}\tilde{n}}(t) \cdot \tilde{I} 1_1} = \\ &= \left\{ \frac{A}{2\sqrt{2}} \tilde{I} 1_1 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 2_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta}t + \theta 2_{il} - \varphi) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \tilde{I} 1_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta}t + \theta 1_{il} - \varphi) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \tilde{I} 1_1 \cdot \left[\frac{u_{\phi sn}}{2} [\cos(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] - \frac{u_{\phi cs}}{2} [\sin(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] \right] \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Аналогично, свёртка сигнала в 4-м корреляторе с опорной последовательностью $\tilde{I} 2_1 = \tilde{I} 0 \cdot \tilde{I} 2$ приводит к следующему результату:

$$\begin{aligned} \overline{u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{o}\tilde{c}\tilde{s}}(t) \cdot \tilde{I} 0 \cdot \tilde{I} 2_1} &= \overline{\tilde{I} 2_1 \cdot u_{\tilde{e}\tilde{a}\tilde{o}\tilde{c}\tilde{s}}(t)} = \\ &= \left\{ \frac{A}{2\sqrt{2}} \tilde{I} 2_1 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta}t + \theta 1_{il} - \varphi) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \tilde{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta}t + \theta 2_{il} - \varphi) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \tilde{I} 2_1 \cdot \frac{u_{\phi cs}}{2} [\cos(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] + \frac{u_{\phi sn}}{2} [\sin(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] \right\}; \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \overline{u_{\tilde{a}\tilde{o}\tilde{s}\tilde{n}}(t) \cdot \tilde{I} 0 \cdot \tilde{I} 2_1} &= \overline{u_{\tilde{a}\tilde{o}\tilde{s}\tilde{n}}(t) \cdot \tilde{I} 2_1} = \\ &= \left\{ \frac{A}{2\sqrt{2}} \tilde{I} 2_1 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 2_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta}t + \theta 2_{il} - \varphi) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \tilde{I} 1_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta}t + \theta 1_{il} - \varphi) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \tilde{I} 2_1 \cdot \frac{u_{\phi sn}}{2} [\cos(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] - \frac{u_{\phi cs}}{2} [\sin(\omega_{i\delta}t + \psi(t) - \varphi)] \right\}. \end{aligned} \quad (13)$$

Далее, в подканале слежения за несущей частотой после прохождения сигналов через линии задержки производится второе преобразование частоты с переносом спектра сигнала на видеочастоту и фильтрация сигнала

(интегрирование). В качестве гетеродина используется генератор опорной частоты $\omega_{пр}$. В синфазном канале коррелятора 3 получим:

$$\begin{aligned}
 & \overline{u_{\hat{e}\hat{a}\hat{o}\hat{c}\hat{s}}(t) \cdot \tilde{I} 1_1 \cdot \sin(\omega_{i\delta} t)} = \\
 & = \left\{ \begin{aligned} & \frac{A}{2\sqrt{2}} \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 1_1 \cdot \tilde{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi) + \right. \\ & \left. + \tilde{I} 1_1 \cdot \tilde{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi) \right] + \\ & \left. + \tilde{I} 1_1 \cdot \left\{ \frac{u_{\phi cs}}{2} [\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] + \frac{u_{\phi sn}}{2} [\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] \right\} \right\} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t) = \\
 & = -\frac{AN}{4\sqrt{2}} \sin(\theta_{1l} - \varphi) + \sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\phi cs}}{4} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\phi sn}}{4} \cos(\varphi - \psi(t)) \right\}. \tag{14}
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

Аналогично, в квадратурном канале коррелятора 3 получим:

$$\begin{aligned}
 & \overline{u_{\hat{e}\hat{a}\hat{o}\hat{s}\hat{n}}(t) \cdot \tilde{I} 1_1 \cdot \cos(\omega_{i\delta} t)} = \\
 & = \left\{ \begin{aligned} & \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 2_{li} \cdot \tilde{I} 1_1 \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi) - \right. \\ & \left. - \tilde{I} 1_{li} \cdot \tilde{I} 1_1 \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi) \right] + \\ & \left. + \tilde{I} 1_1 \cdot \left\{ -\frac{u_{\phi cs}}{2} [\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] + \frac{u_{\phi sn}}{2} [\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] \right\} \right\} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t) = \\
 & = -\frac{AN}{4\sqrt{2}} \cdot \sin(\theta_{1l} - \varphi) + \sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\phi cs}}{4} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\phi sn}}{4} \cdot \cos(\varphi - \psi(t)) \right\}. \tag{15}
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

Суммарный сигнал на выходе коррелятора принимает следующее значение:

$$\begin{aligned}
 & u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}\hat{e}\hat{3}} = \overline{u_{\hat{e}\hat{a}\hat{o}\hat{c}\hat{s}}(t) \cdot \tilde{I} 1_1 \cdot \sin(\omega_{i\delta} t)} + \overline{u_{\hat{e}\hat{a}\hat{o}\hat{s}\hat{n}}(t) \cdot \tilde{I} 1_1 \cdot \cos(\omega_{i\delta} t)} = \\
 & = -\frac{AN}{2\sqrt{2}} \sin(\theta_{1l} - \varphi) + \sqrt{N} \cdot \left[\frac{u'_{\phi cs}}{2} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\phi sn}}{2} \cdot \cos(\varphi - \psi(t)) \right] = \\
 & = \pm \frac{AN}{2\sqrt{2}} \sin(\varphi) + \sqrt{N} \cdot \left[\frac{u'_{\phi cs}}{2} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\phi sn}}{2} \cdot \cos(\varphi - \psi(t)) \right]. \tag{16}
 \end{aligned}$$

В свою очередь, в синфазном и квадратурном, соответственно:

$$\begin{aligned}
 & \overline{u_{\hat{e}\hat{a}\hat{o}\hat{c}\hat{s}}(t) \cdot \tilde{I} 2_1 \cdot \sin(\omega_{i\delta} t)} = \\
 & = \left\{ \begin{aligned} & \frac{A}{2\sqrt{2}} \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 2_1 \cdot \tilde{I} 1_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi) + \right. \\ & \left. + \tilde{I} 2_1 \cdot \tilde{I} 2_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi) \right] + \\ & \left. + \tilde{I} 2_1 \cdot \left\{ \frac{u_{\phi cs}}{2} [\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] + \frac{u_{\phi sn}}{2} [\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi)] \right\} \right\} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t) = \\
 & = \frac{AN}{4\sqrt{2}} \cdot \cos(\theta 2_{li} - \varphi) + \sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\phi cs}}{4} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\phi sn}}{4} \cdot \cos(\varphi - \psi(t)) \right\}; \tag{17}
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \overline{u_{\hat{a}\hat{o}s_n}(t) \cdot \tilde{I} 2_1 \cdot \cos(\omega_{i\delta} t)} = \\
& = \overline{\left\{ \frac{A}{2\sqrt{2}} \sum_{i=1}^{N-1} \left[\tilde{I} 2_1 \cdot \tilde{I} 2_{li} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t + \theta 2_{li} - \varphi) - \right. \right.} \\
& \left. \left. - \tilde{I} 2_1 \cdot \tilde{I} 1_{li} \cdot \sin(\omega_{i\delta} t + \theta 1_{li} - \varphi) \right] + \right.} \\
& \left. + \tilde{I} 2_1 \cdot \left\{ -\frac{u'_{\theta cs}}{2} \left[\sin(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi) \right] + \frac{u'_{\theta sn}}{2} \left[\cos(\omega_{i\delta} t + \psi(t) - \varphi) \right] \right\} \right\} \cdot \cos(\omega_{i\delta} t) = \\
& = \frac{AN}{4\sqrt{2}} \cdot \cos(\theta 2_{li} - \varphi) + \sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\theta cs}}{4} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\theta sn}}{4} \cos(\varphi - \psi(t)) \right\}. \tag{18}
\end{aligned}$$

Суммарный сигнал на выходе коррелятора 4 принимает следующее значение:

$$\begin{aligned}
& \overline{u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}\hat{e}4} = u_{\hat{e}\hat{a}\hat{o}\hat{c}s}(t) \cdot \tilde{I} 2_1 \cdot \sin(\omega_{i\delta} t) + u_{\hat{a}\hat{o}s_n}(t) \cdot \tilde{I} 2_1 \cdot \cos(\omega_{i\delta} t)} = \\
& = \frac{AN}{2\sqrt{2}} \cdot \cos(\theta 2_{li} - \varphi) + \sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\theta cs}}{2} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\theta sn}}{2} \cos(\varphi - \psi(t)) \right\} = \\
& = \pm \frac{AN}{2\sqrt{2}} \cdot \sin(\varphi) + \sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\theta cs}}{2} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\theta sn}}{2} \cos(\varphi - \psi(t)) \right\}. \tag{19}
\end{aligned}$$

Далее, выходные сигналы корреляторов в соответствующих перемножителях умножаются на значения информационных символов в виде ± 1 (в соответствии с принятыми решениями относительно переданных символов в синфазном и квадратурном информационных каналах) и суммируются.

В результате получим сигнал управления фазой частоты управляемого генератора в следующем виде:

$$\begin{aligned}
& \overline{u_{\hat{a}\hat{o}\hat{o}\hat{A}} = u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}\hat{e}3} + u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}\hat{e}4}} = \frac{AN}{2\sqrt{2}} \sin(\varphi) + \sqrt{N} \cdot \left[\frac{u'_{\theta cs}}{2} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\theta sn}}{2} \cdot \cos(\varphi - \psi(t)) \right] + \\
& + \frac{AN}{2\sqrt{2}} \cdot \sin(\varphi) + \sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\theta cs}}{2} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\theta sn}}{2} \cos(\varphi - \psi(t)) \right\} = \\
& = \frac{AN}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\varphi) + 2\sqrt{N} \cdot \left\{ \frac{u'_{\theta cs}}{2} \cdot \sin(\varphi - \psi(t)) + \frac{u'_{\theta sn}}{2} \cos(\varphi - \psi(t)) \right\}. \tag{20}
\end{aligned}$$

Оценим отношение сигнал/шум в подканале слежения за несущей частотой.

Из последнего выражения следует, что мощность сигнальной составляющей управления фазой управляемого генератора

$$D_{\bar{n}\bar{a}\bar{o}\bar{A}} = \frac{(\dot{A}N)^2}{2} = N^2 \cdot D_{\bar{n}\bar{a}\bar{o}}, \quad (21)$$

а шумовой составляющей:

$$D_{\phi \bar{a}\bar{o}\bar{A}} = N \cdot (u_{\phi cs}^2; u_{\phi sn}^2) = N \cdot u_{\phi}^2 = N \cdot P_{\phi \bar{a}\bar{o}}. \quad (22)$$

Тогда отношение сигнал/шум на входе управляемого генератора

$$\left(\frac{D_{\bar{n}}}{D_{\phi}} \right)_{\bar{a}\bar{o}\bar{A}} = \frac{D_{\bar{n}\bar{a}\bar{O}\bar{A}}}{D_{\phi \bar{a}\bar{o}\bar{A}}} = N \cdot \frac{D_{\bar{n}\bar{a}\bar{o}}}{D_{\phi \bar{a}\bar{o}}}, \quad (23)$$

т.е. имеет место оптимальная фильтрация несущей частоты с возрастанием мощности сигнала в N раз.

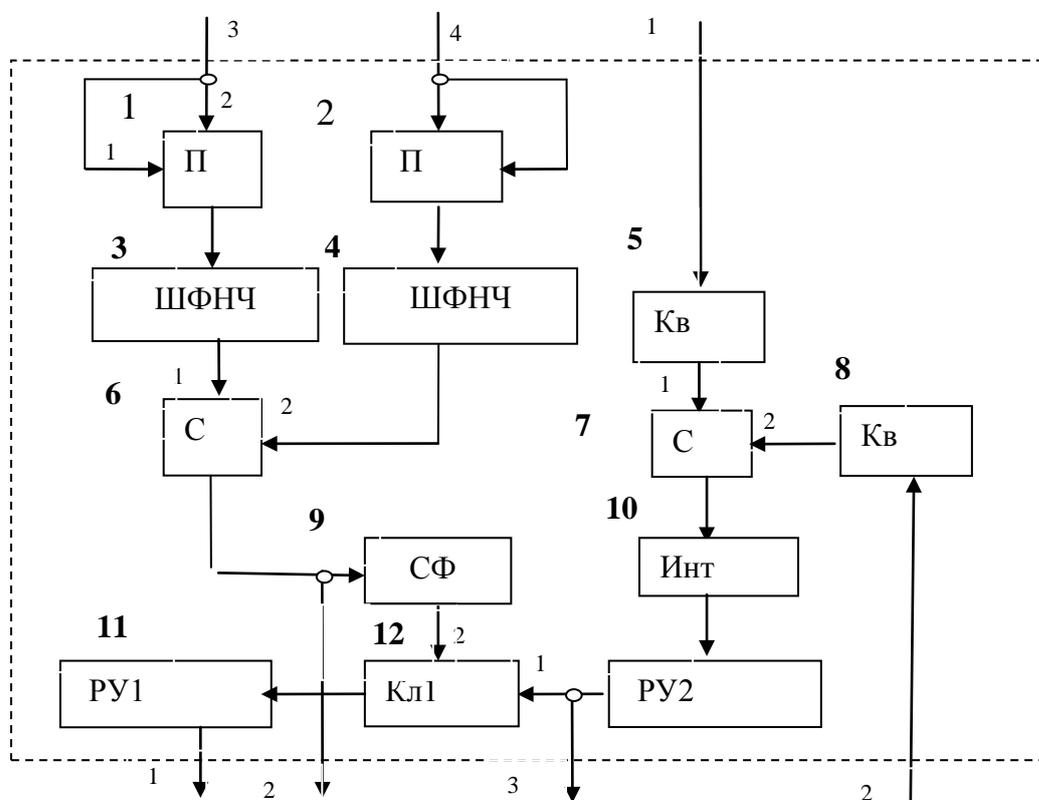


Рис.5. Структурная схема обнаружителя радиосигналов

Пропускная способность системы связи:

- используется один канал связи – $R = 20$ бит/с;
- используются 10 каналов связи – $R = 20 \cdot 10 = 200$ бит./с;
- используются 1015 каналов связи – $R = 20 \cdot 1015 = 2030$ бит./с.

Результаты полученных значений энергии сигналов на передающей и приемной стороне представлены в таблице 2 для величины уровней квантования сигнала амплитудно-фазового модулятора при вероятности ошибки на бит

$$P_{ош} = 0,001$$

Рассмотрим его работу передающего устройства (рис.6). На первый вход M -ичного амплитудного модулятора и, соответственно, на первый вход $Rг1$ (1) подаётся кодированная двоичная информация с какого-либо (первого или второго) выхода информационного канала, на второй вход которого подаются импульсы делителя частоты 51 от генератора тактовой частоты 52, тем самым осуществляется последовательный ввод входных двоичных символов в $Rг1$. Через m тактов через открытый ключ $Кл3$ (16) на третий вход $Rг1$ и $(m+1)$ -й вход $Rг2$ подаётся импульс дешифратора с N -го выхода ГНОК 54, осуществляющий считывание информации с $Rг1$ в параллельном коде и ввод её в этом же параллельном коде по $(m+1)$ -му входу в буферный регистр (БР $г2$) 2. Состояние разрядов $Rг2$ (с второго по m -й) дешифрируется дешифратором (Дш) 3 так, что на его одном из $M=2^{m-1}$ выходов, например, i -м, появится импульс, поступающий на первый вход i -го аналогового ключа, открывая его, а вторые входы этих ключей подключены к соответствующим M выходам резисторного делителя напряжения, запитываемого от источника эталонного напряжения с электродвижущей силой E Вольт. Напряжение, величиной $U_i=i \cdot \Delta U_m$, где $\Delta U_m = E/M$, поступает через сумматор аналоговых сигналов (С) 11 на первый вход открытого аналогового ключа 13 и через него – на второй вход перемножителя. С другой стороны, выход первого разряда $Rг2$ соединён со входом

инвертора 7 и первым входом ключа 4 на второй вход которого, а также через инвертор 6, на первый вход ключа 5 подаётся нелинейная ортогональная кодовая последовательность, а выход инвертора 7 соединён с вторым входом ключа 5. При положительном значении сигнала на первом разряде Рг2 ключ 5 закрыт, а ключ 4 открыт и нелинейная кодовая последовательность поступает на второй вход сумматора 8, а через него – на первый вход перемножителя. При противоположном значении сигнала на первом разряде Рг2 ключ 4 закрыт, а ключ 5 открыт. Тогда на первый вход сумматора 8 и через него на первый вход перемножителя 15 поступает инвертированная нелинейная кодовая последовательность. Таким образом знак сигнала на первом разряде Рг2 определяет вид нелинейной кодовой последовательности – прямая или инвертированная, принято говорить, что осуществляется фазовая модуляция нелинейной кодовой последовательности. При поступлении на вход 5 АМ импульса дешифратора ГНМП ключ 13 закрывается, а ключ 12 открывается. При этом на второй вход перемножителя 15 поступает напряжение от эталонного источника напряжения с электродвижущей силой E . В этом случае нелинейная кодовая последовательность имеет максимальную амплитуду, значение которой в приёмнике абонента определяет размер шкалы амплитудного демодулятора, чем обеспечивается достоверность приёма информации независимо от удалённости приёмника абонента от передатчика базовой станции.

При этом на рис.6 приняты следующие обозначения:

1, 9, 26, 31, 46 – кодеры (КД);

- 2, 10, 27, 32 – перемежитель (ПМ);
- 3, 11, 28, 33, 34, 35, 39, 40 – сумматор по модулю два (С2);
- 4, 12 – уплотнитель символов (Ус);
- 5, 25 – разделитель (Р);
- 6, 29 – генератор кода адреса (ГКА);
- 7, 8, 30 – прореживатель (Пж);
- 13, 18 – М-ичный амплитудный модулятор (АМ);
- 14, 19 – перемножитель (П);
- 15, 20, 36, 41 – фильтр нижних частот (ФНЧ);
- 16, 21, 37, 42 – фазовый модулятор (ФМ);
- 17, 22, 38, 43 – полосовой фильтр (ПФ);
- 23, 44 – сумматор (С);
- 24 – генератор несущей частоты (ГНЧ);
- 45 – сумматор канальных сигналов (СКС);
- 47 – повторитель символов (ПС);
- 48 – формирователь спектра сигнала информационного канала (ФССИК);
- 49 - формирователь спектра сигнала канала вызова (ФССКВ);
- 50 - формирователь спектра сигнала канала синхронизации (ФССКС);
- 51 – делитель частоты (ДЧ);
- 52 – тактовый генератор (ТГ);
- 53 – генератор нелинейной маскирующей последовательности (ГНМП);
- 54 – генератор нелинейных ортогональных кодов (ГНОК).

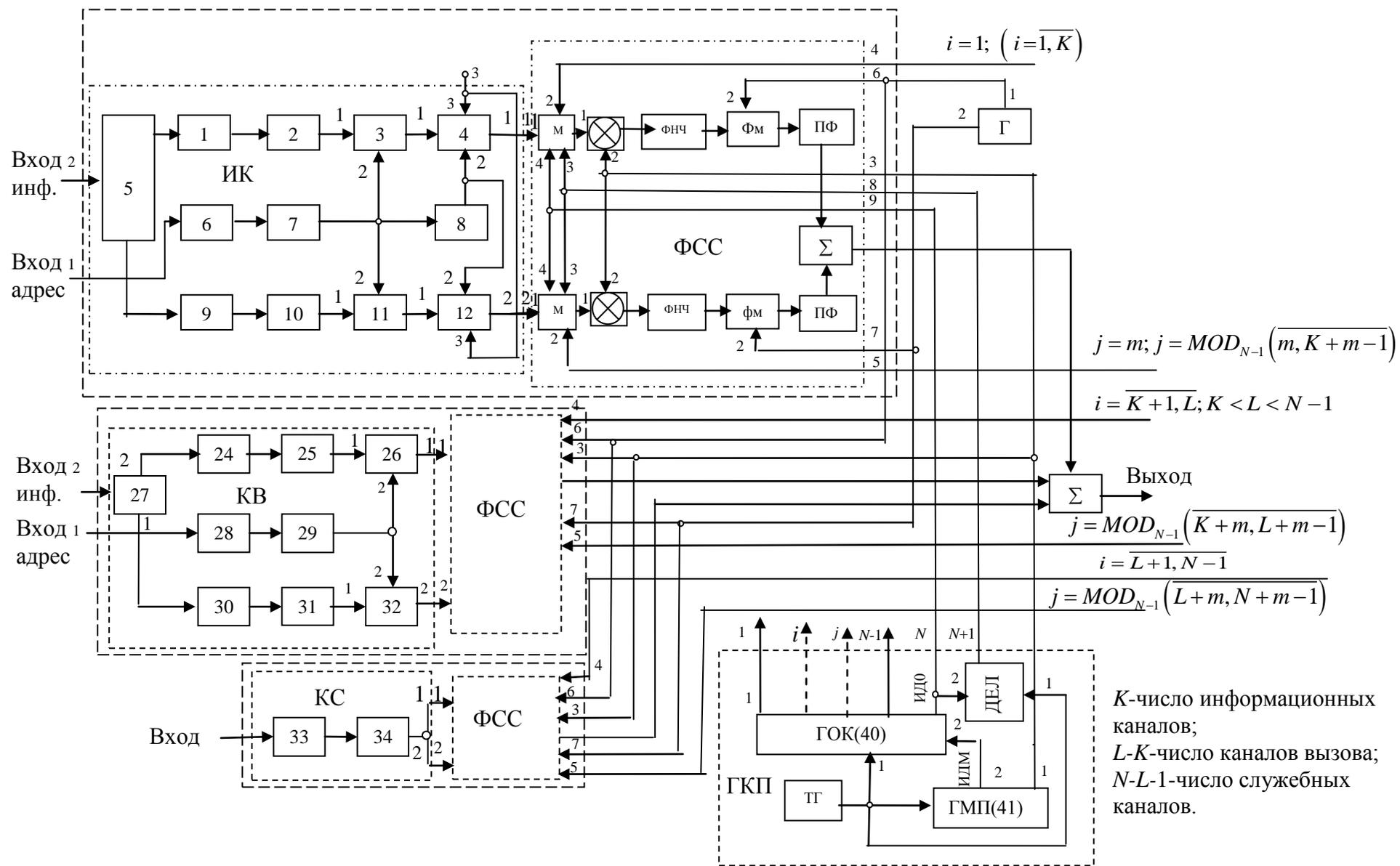


Рис.6. Многоканальный передатчик спектрально-эффективной системы радиосвязи

Полученные расчеты канала радиосвязи с применением новых способов показывают, что наиболее выгодно в условиях заданных ограничений по полосе частот и излучаемой мощности передающего устройства является применение КАИМ с 6 битами в символе. Следует отметить, что количество каналов при этом разумно регулировать в зависимости от энергетических возможностей передающего устройства. В отличие использования M-последовательностей, которые не являются ортогональными, при повышении количество используемых каналов помехоустойчивость не снижается [2,4]. Она зависит только от базы В и отношения сигнал-шум на входе приемника.

Для практической реализации в интересах ВС РФ необходимо открытие научно-исследовательской работы для передачи результатов интеллектуальной собственности.

Автор выражает глубокую признательность своему научному руководителю Сивову Виктору Андреевичу за вложенный труд и терпение.

Библиографический список

1. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
3. Томаси У. Электронные системы связи. – М.: Техносфера, 2007. - 1360 с.

4. Пестряков В.Б., Афанасьев В.П., Гурвиц В.И. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: Советское Радио, 1973. – 424 с.