



УДК 621.396.96

В. П. Ипатов, А. Б. Хачатурян

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Эффективность спектрально-компактных сигналов с учетом преднамеренных и межсистемных помех

С учетом жестких ресурсных ограничений проведено сопоставление форматов бинарной фазовой модуляции и частотной модуляции с непрерывной фазой по критериям устойчивости к преднамеренным и межсистемным помехам. Показано, что последняя обеспечивает наилучшую фильтрацию указанных видов помех.

Спутниковая радионавигация, частотная модуляция с непрерывной фазой, минимальная частотная модуляция, частичный отклик, спектрально-эффективные сигналы, преднамеренные помехи, межсистемные помехи

По мере насыщения выделенных участков спектра новыми глобальными спутниковыми навигационными системами (ГНСС) все острее становится проблема их бесконфликтного сосуществования как между собой, так и с соседствующими в эфире системами иного назначения. Для ГНСС ГЛОНАСС этот фактор оказывается критическим в связи с возможностью просачивания ее сигналов в примыкающий диапазон радиоастрономических наблюдений 1610.6...1613.8 МГц. Согласно Рекомендации ITU-RRA.769 [1] порог суммарной плотности потока мощности сигналов всех космических аппаратов, попадающих в луч радиотелескопа, составляет $-194 \text{ дБ} \cdot \text{Вт}/\text{м}^2$ в полосе 20 кГц. Уложиться в подобное ограничение, не жертвуя массогабаритными и стоимостными показателями оборудования космического аппарата, можно за счет замены стандартной бинарной фазовой модуляции (БФМ) спектрально-эффективными форматами, в частности модуляцией с непрерывной фазой (МНФ), позволяющей существенно сузить занимаемую полосу, не нарушив постоянства амплитуды сигнала.

В публикациях [2], [3] показано, что с учетом жесткой спектральной регламентации среди ряда разновидностей МНФ минимальная частотная модуляция (МЧМ) предпочтительна с точки зрения таких ключевых показателей, как фильтрация помехи множественного доступа и точность времен-

ной привязки. Кроме того, в [4] продемонстрированы преимущества МЧМ перед стандартной фазовой модуляцией (ФМ) при измерении запаздывания сигнала, искаженного многолучевой помехой. В настоящей статье обоснован очередной довод в пользу применения МНФ-форматов, а именно повышенный иммунитет последних к преднамеренным и межсистемным помехам в рамках априори фиксированного частотно-временного ресурса.

Структура сигнала и ресурсные ограничения. Комплексная огибающая МНФ-сигнала с полным откликом может быть сведена к суперпозиции квадратурных потоков одиночных посылок (чипов) $s_0(t)$ длительностью $\Delta = 2\delta$ (δ – длительность чипа сигнала со стандартной ФМ) [5]:

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i s_0(t - i\Delta) + j \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i s_0(t - i\Delta - \Delta/2),$$

где $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$ – бинарные кодовые символы, а одиночная посылка (чип) определяется выражением

$$s_0(t) = \begin{cases} A \sin \varphi(t), & 0 < t < \Delta; \\ 0, & t > \Delta, \end{cases}$$

где $\varphi(t)$ – фазовый отклик на кодовый символ "+1". На кодовую последовательность, манипулирующую чипы, наложено требование малого уровня боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ), в силу чего обработанный согласованным

фильтром сегмент сигнала повторяет по форме автокорреляцию чипа.

Аналізу были подвергнуты следующие виды модуляции с полным фазовым откликом:

- МЧМ;
- МНФ из работы F. Amoroso [6] (далее МНФА):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi t / (2\delta) - 1/4 \sin(2\pi t / \delta), & 0 \leq t \leq \delta; \\ \pi/2, & t > \delta; \end{cases}$$

- МНФ, рекомендованная J. Ponsonby [7] (МНФП):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi/4 [1 - \cos(\pi t / \delta)], & 0 \leq t \leq \delta; \\ \pi/2, & t > \delta; \end{cases}$$

- МНФ с полиномиальным законом изменения мгновенной фазы из [8] (МНФПЛ):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi t^2 / \delta^2, & 0 \leq t \leq \delta/2; \\ \pi(-t^2 / \delta^2 + 2t / \delta - 1/2), & \delta/2 \leq t \leq \delta; \\ \pi/2, & t > \delta. \end{cases}$$

Помимо этого исследовались модуляционные форматы с частичным откликом, сведение которых к квадратурной ФМ несколько сложнее [9], а для численного расчета сигнальной АКФ удобнее соотношение, полученное в [2]:

$$R(\tau) = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} \prod_{i=-m-1}^{L-1} \cos\{\varphi(i\delta + \varepsilon) - \varphi[(i+m)\delta + \varepsilon + \mu]\} d\varepsilon, \quad (1)$$

где $\tau = m\delta + \mu$, $m \in [0, L)$ – целое; $\varepsilon, \mu \in [0, \delta)$; L – объем памяти, измеряемый количеством посылок.

В этой группе модуляционных форматов рассматривались:

- формат с частичным линейным откликом (МНФЧЛ) ($L = 2$):

$$\varphi(t) = \begin{cases} \pi t / (4\delta), & 0 \leq t \leq 2\delta; \\ \pi/2, & t \geq 2\delta; \end{cases}$$

- стандартная гауссовская МЧМ (ГМЧМ) с параметром $B = 0.3$ и фазовым откликом [10]:

$$\varphi(t) = \int_0^t f(t_1) dt_1; \quad f(t) = h(t) \otimes g(t),$$

где $f(t)$ – частотный отклик, представляющий собой свертку (обозначена символом \otimes) импульсной характеристики гауссовского фильтра

$$g(t) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma\delta} \exp\left(-\frac{2t^2}{\sigma^2\delta^2}\right)$$

и прямоугольного импульса

$$h(t) = \begin{cases} 1/\delta, & |t| \leq \delta/2; \\ 0, & |t| > \delta/2, \end{cases}$$

причем $\sigma = \sqrt{\ln 2} / (2\pi B)$, а указанное ранее значение параметра B выбирается из компромисса между спектральной компактностью сигнала и уровнем его паразитных компонент, создаваемых фильтром.

Спектральные ограничения далее трактуются в терминах статьи 1.153 Регламента ИТУ (составной части Рекомендации ИТУ-RRA.769), согласно которой занимаемой (далее регламентной) полосой W_{99} именуется частотный интервал, содержащий 99 % полной энергии сигнала:

$$\int_{-W_{99}/2}^{W_{99}/2} |\bar{s}(f)|^2 df = 0.99 \int_{-\infty}^{\infty} |\bar{s}(f)|^2 df,$$

где $\bar{s}(f)$ – спектр сигнала.

Регламентная полоса связана с длительностью посылки обратной зависимостью: $W_{99} = a/\delta$, где коэффициент a определяется конкретной формой чипа, т. е. форматом модуляции (табл. 1). Тем самым, учет спектральных ограничений сводится к выбору длительности чипа Δ таким образом, чтобы регламентная полоса W_{99} оставалась фиксированной. В качестве временного ресурса выступает время когерентного накопления сигнала T . В итоге фиксация частотно-временного ресурса означает постоянство произведения $W_{99}T$. Ограничение энергоресурса учитывается фиксацией средней мощности принятого сигнала \bar{P} .

Таблица 1

Вид модуляции	a	Вид модуляции	a
БФМ	20.56	МНФПЛ	1.88
МЧМ	1.18	МНФЧЛ	0.86
МНФА	2.2	ГМЧМ	0.91
МНФП	1.42	–	–

Для реальных сигналов ГНСС решающая роль в нейтрализации помех принадлежит дальномерному коду [4], длина N обрабатываемого сегмента которого гарантирует снижение средней мощности помехи в N раз. Так как наличие частотно-временных ограничений связывает приемлемое значение N со способом модуляции:

$$N = T/\delta = W_{99}T/a,$$

выбор последнего существенным образом сказывается на качестве функционирования системы в сложной помеховой обстановке.

Воздействие преднамеренной помехи. Начнем с рассмотрения приемника, неадаптируемого к помехе, т. е. реализующего оптимальную обработку входной смеси при наличии лишь "белого" шума. Наиболее опасной в данной ситуации оказывается помеха, спектр мощности которой целиком сосредоточен на частоте максимума спектра сигнала [11]. При синтезе сигнала с ориентацией на такой тип помехи необходимо, чтобы спектр сигнала был как можно ближе к равномерному. В рамках подобного сценария полосное ограничение в приемном тракте играет вторичную роль и может игнорироваться. В этом случае отношение "сигнал/помеха" (ОСП) на выходе фильтра, согласованного с сигнальным отрезком длительности T , определяется следующим образом:

$$q_j^2 = \frac{E^2}{J_2} = \frac{E^2}{|\tilde{s}_T(f_m)|^2 J_1},$$

где E , $\tilde{s}_T(\cdot)$ и f_m – энергия, спектральная плотность и частота максимума амплитудно-частотного спектра однопериодного сигнального сегмента соответственно; J_1 и J_2 – входная и выходная мощности преднамеренной помехи соответственно.

Для модуляционных форматов с полным откликом, представляющих собой последовательность неперекрывающихся чипов $s_0(t)$ длительностью Δ , выигрыш в ОСП составляет

$$\eta_1 = \frac{q_j^2}{\bar{P}/J_1} = \frac{\bar{P}T^2}{|\tilde{s}_T(f_m)|^2} = \frac{\bar{P}N^2\Delta^2}{|\tilde{s}_T(f_m)|^2}. \quad (2)$$

Знаменатель (2) представляет собой максимум энергетического спектра обрабатываемого отрезка сигнала. Для рассмотренных модуляционных форматов этот максимум располагается на нулевой частоте, являясь преобразованием Фурье от автокорреляции сигнала $R(\tau)$ в точке $f_m = 0$ [2]. Поскольку АКФ дальномерного кода должна быть близка к идеальной, то

$$R(\tau) = E\rho_0(\tau),$$

где $\rho_0(\tau)$ – нормированная АКФ чипа $s_0(\tau)$; $E = \bar{P}N\Delta$ – энергия исследуемого сегмента сигнала. Тогда

$$|\tilde{s}(0)|^2 = \bar{P}N\Delta \int_{-\infty}^{\infty} \rho_0(\tau) d\tau,$$

и из (2)

$$\eta_1 = \frac{N\Delta}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho_0(\tau) d\tau} = \frac{N\Delta E_0}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} s_0(t) dt \right]^2}, \quad (3)$$

где E_0 – энергия чипа.

В частности, для БФМ-сигнала

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_0(t) dt = \sqrt{\bar{P}}\Delta; \quad E_0 = \bar{P}\Delta$$

и (3) дает $\eta_1 = 2TW_{99}/a = TW_{99}/10.28$.

Для МЧМ-сигнала

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_0(t) dt = 2\sqrt{2}\bar{P}\Delta/\pi; \quad E_0 = \bar{P}\Delta$$

и из (3) имеем $\eta_1 = \pi^2 T / (8\Delta) \approx TW_{99}/0.957$.

Приведенные результаты легко распространить на модуляционные форматы с памятью, заменив в выражении (3) величину Δ на δ , а под $\rho_0(\tau)$ понимая найденную по (1) АКФ сигнала, нормированную на энергию сегмента E . Рассчитанные значения η_1 для всех рассмотренных модуляционных форматов приведены в табл. 2. Видно, что в рамках единого частотно-временного ресурса МНФ выигрывают у БФМ в плане иммунитета к сосредоточенной помехе от 8.4 до 10 дБ (в случаях МНФА и МЧМ соответственно). Наилучшей по рассмотренному критерию оказывается МЧМ, и ее усложнение за счет ввода памяти дополнительных выгод не приносит.

Таблица 2

Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$	Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$
БФМ	0.097	МНФПЛ	0.751
МЧМ	1.046	МНФЧЛ	1.015
МНФА	0.666	ГМЧМ	1.029
МНФП	0.971	–	–

Обратимся теперь к ситуации, когда приемник подстраивается под спектр помехи, т. е. применяет согласованный фильтр, рассчитанный на ее фактический спектр. Наихудшей в этом случае будет помеха со спектром мощности, повторяющим амплитудно-частотный спектр полезного сигнала [11]. ОСП на выходе согласованного фильтра для этого сценария составляет:

$$q_j^2 = \left| \int_{-W}^W |\tilde{s}_T(f)| df \right|^2 / J_1,$$

а показатель выигрыша в ОСП

$$\eta_2 = \left| \int_{-W}^W |\tilde{s}_T(f)| df \right|^2 / \bar{P}. \quad (4)$$

Амплитудно-частотный спектр $\tilde{s}_T(f)$, входящий в выражение (4), представляет собой квадратный корень из энергетического спектра, т. е. преобразования Фурье от АКФ. Тогда

$$\eta_2 = N\Delta \left| \int_{-W}^W \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \rho_0(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau} df \right|^2 = \frac{N\Delta}{E_0} \left[\int_{-W}^W |\tilde{s}_0(f)| df \right]^2, \quad (5)$$

где $\tilde{s}_0(f)$ – спектр чипа. Для форматов с полным откликом удобнее пользоваться правым равенством в (5). Выигрыш в ОСП сигналов с частичным откликом рассчитывается согласно левой части равенства (5) с заменой Δ на δ и трактовкой $\rho_0(\tau)$ как нормированной АКФ (2).

Рассчитанные значения выигрыша в ОСП для всех рассмотренных модуляционных форматов для случая ФНЧ, пропускающего 99% сигнальной энергии, приведены в табл. 3. Как и в сценарии неадаптивного приема, наибольший выигрыш в ОСП обеспечивают спектрально-эффективные модуляционные форматы, что объясняется большей по сравнению с БФМ равномерностью спектра в пределах полосы ФНЧ. Их выигрыш относительно БФМ достигает 6 дБ (МЧМ и ГМЧМ).

Таблица 3

Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$	Вид модуляции	$\eta_1/(W_{99}T)$
БФМ	0.108	МНФПЛ	0.329
МЧМ	0.430	МНФЧЛ	0.424
МНФА	0.305	ГМЧМ	0.430
МНФП	0.410	–	–

Воздействие межсистемной помехи. Наряду со сторонними сигналами из того же сигнатурного ансамбля, что и полезный (помехой множественного доступа – ПМД), приемник испытывает воздействие со стороны сигналов других систем, особенно тех, которые передаются на той же или близкой несущей. При этом мешающие

сигналы могут иметь отличный от полезного формат модуляции, т. е. форму и длительность чипа.

Пусть $\dot{S}_a(t)$ и $\dot{S}_b(t)$ – комплексные огибающие полезного и мешающего сигналов соответственно. Рассмотрим ситуацию, когда мешающий сигнал сдвинут относительно полезного только по времени. Тогда полезный эффект z_{aa} приемника, настроенного на полезный сигнал $\dot{S}_a(t)$, есть его энергия $z_{aa} = \bar{P}T$, накопленная за время наблюдения T , а помеха z_{ab} , создаваемая сторонним сигналом $\dot{S}_b(t)$ с запаздыванием τ_b , будет задаваться выражением

$$z_{ab} = \int_0^T \dot{S}_b(t - \tau_b) \dot{S}_a^*(t) dt.$$

Тогда средняя мощность сторонней помехи за время T в предположении случайности и независимости информационных символов полезного и мешающего сигналов согласно методике, изложенной в [2], может быть найдена как

$$\bar{P}_{ab} = \overline{|z_{ab}|^2} \approx 2N\Delta_a \int_0^T R_b(\tau) R_a^*(\tau) d\tau.$$

При длине N применяемых на практике кодовых последовательностей интервал наблюдения $T = N\Delta_a$ многократно больше длительности АКФ ЧМ-сигнала, что позволяет снизить верхний предел интегрирования до величины

$$T_m = \min \{ (L_a + 1)\delta_a, (L_b + 1)\delta_b \}$$

– наименьшей из протяженностей АКФ полезного (индекс "а") и мешающего (индекс "b") сигналов.

Определим отношение мощностей межсистемной помехи и полезного эффекта:

$$\begin{aligned} \frac{\bar{P}_{ab}}{|z_{aa}|^2} &= \frac{2}{N\Delta_a} \int_0^{T_m} R_b(\tau) R_a^*(\tau) d\tau = \\ &= \frac{a_2}{W_{99}T\delta_a} \int_0^{T_m} R_b(\tau) R_a^*(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (6)$$

Если сторонний сигнал имеет тот же формат модуляции, что и полезный, выражение (6) представляет отношение ПМД и полезного эффекта. Результаты расчетов отношения "межсистемная помеха/сигнал" (6) для всех исследуемых модуляционных форматов сведены в табл. 4.

Таблица 4

Мешающий сигнал	Полезный сигнал						
	БФМ	МЧМ	МНФА	МНФП	МНФПЛ	МНФЧЛ	ГМЧМ
	$(\bar{P}_{ab}/ z_{aa} ^2)W_{99}T$						
БФМ	13.70	1.86	2.87	2.00	2.56	1.91	1.89
МЧМ	1.86	1.39	1.16	1.43	1.58	1.40	1.39
МНФА	2.87	1.16	2.16	1.72	2.03	1.67	1.65
МНФП	2.00	1.43	1.72	1.49	1.66	1.45	1.43
МНФПЛ	2.56	1.58	2.03	1.66	1.92	1.61	1.59
МНФЧЛ	1.91	1.40	1.67	1.45	1.61	1.42	1.41
ГМЧМ	1.89	1.39	1.65	1.43	1.59	1.41	1.40

По вертикали в табл. 4 указаны модуляционные форматы сигналов сторонних систем, а по горизонтали – модуляционные форматы полезного сигнала. Значения, расположенные по главной диагонали, в соответствии с указанным ранее, совпадают с результатами расчета ПМД в [2].

Обратимся вначале к ситуации, когда в качестве модуляционного формата стороннего сигнала выступает БФМ. Как видно из табл. 4, уровень межсистемной помехи у сигналов с МНФ оказывается значительно ниже, чем у БФМ. В рамках фиксированного частотно-временного ресурса наилучший из МНФ-сигналов – МЧМ – обеспечивает выигрыш в средней мощности межсистемной помехи около 8 дБ. Как и при исследовании уровня ПМД, усложнение модуляционного формата за счет введения памяти и обеспечения непрерывности производной мгновенной фазы не приводит к снижению уровня межсистемной помехи.

В табл. 4 также приведены результаты расчетов для ситуаций, когда в качестве модуляционных форматов сторонних сигналов выступают исследуемые виды МНФ. Итоги численного анализа свидетельствуют о явном преимуществе МЧМ в отношении уровня межсистемной помехи по сравнению с другими рассмотренными спектрально-эффективными форматами.

Подводя итог отметим, что с учетом ресурсных ограничений переход от традиционной БФМ к ЧМ с непрерывной фазой обеспечивает лучшую фильтрацию как преднамеренных помех для обоих сценариев противодействия, так и помех сторонних спутниковых систем. Для практических нужд можно рекомендовать МЧМ, сочетающую существенные преимущества в иммунитете к преднамеренным и межсистемным помехам с технологической простотой формирования и обработки сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Регламент ИТУ. Ред. 2008 г. URL: <https://www.itu.int/pub/R-REG-RR-2008> (дата обращения: 10.09.2015).
2. Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Спектрально-эффективные CDMA-сигнатуры и помеха множественного доступа // Радиотехника. 2012. № 7. С. 9–13.
3. Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Точность измерения запаздывания спектрально-эффективных сигналов с полным и частичным откликами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 13–18.
4. Ipatov V. P., Shebshaevich B. V. Spectrum-compact signals. A suitable option for future GNSS air interface // Inside GNSS. 2010. Vol. 5, № 5. P. 46–51.
5. Ипатов В. П., Платонов В. Д. Условия сводимости частотной манипуляции к эквивалентной фазовой // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38, вып. 7. С. 1316–1318.
6. Amoroso F. Pulse and spectrum manipulation in minimum (frequency) shift keying (MSK) format // IEEE Trans. on communications. 1976. Vol. COM-24, № 3. P. 381–384.
7. Ponsonby J. E. B. Impact of spread spectrum signals from the Global Satellite Navigation System GLONASS on radio astronomy: problem and proposed solution // Spread spectrum techniques and applications. 1994. IEEE IS-SSTA'94. Third Int. symp., 4–6 July 1994, University of Oulu, Finland. Piscataway: IEEE, 1994. Vol. 2. P. 386–390.
8. Артамонов А. А., Косухин И. Л., Макаров С. Б. Спектральные характеристики случайных последовательностей зависимых ФМ-сигналов с огибающей, описываемой полиномами n -й степени // Техника средств связи. Сер. "Техника радиосвязи". 1990. Вып. 8. С. 51–63.
9. Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Модуляция с непрерывной фазой при наличии памяти: аддитивное разложение и спектральная эффективность // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 5. С. 3–8.
10. Architecture for a future C-band/L-band GNSS Mission. Part 2: Signal consideration and related user terminal aspects / J. A. Avila-Rodriguez, J. H. Won, S. Wallner et al. // Inside GNSS. 2009. Vol. 4, № 4. P. 52–63.
11. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.

V. P. Ipatov, A. B. Khachaturian
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Efficiency of spectral compact signals against jamming and intersystem interferences

Formats of binary phase modulation and frequency modulation with continuous phase according to the criteria of resistance to jamming and intersystem interference in view of the severe resource constraints is compared. It is shown that the minimum frequency modulation provides better filtering these types of interference.

Satellite navigation, continuous phase frequency modulation, minimum frequency modulation, partial response, spectral-efficient signals, jamming, intersystem interference

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2015 г.

УДК 621.391(681.325:535)

Л. А. Аронов, В. Н. Ушаков
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Спектральный анализ радиосигналов средствами радиофотоники

Представлен обзор методов анализа спектра радиосигналов средствами радиофотоники. Рассмотрены схемы устройств, алгоритмы получения информации о спектральных характеристиках радиосигналов, достижимые параметры устройств.

Преобразование Фурье, спектральный анализ радиосигналов, радиофотоника

В теории сигналов спектр сигнала является одной из ключевых характеристик. В радиотехнике устройства, выполняющие спектральный анализ, являются неотъемлемой частью комплексов радиомониторинга и радиоэлектронной борьбы, а также используются в качестве измерительной аппаратуры при разработке систем связи.

На сегодняшний день наибольшее распространение получили спектроанализаторы, работающие на принципах дискретного преобразования Фурье и реализуемые на базе цифровой техники. Помимо них существуют устройства, использующие метод пространственного преобразования Фурье (ППФ), являющийся естественной для оптики операцией [1]. В первую очередь к ним относятся акустооптические спектроанализаторы (АОС) [2], отличающиеся от цифровых устройств простотой реализации спектрального анализа в широкой полосе частот. Стоит отметить, что полоса анализа АОС ограничена параметрами акустооптического модулятора (АОМ) – устройства, реализующего преобразование электрического сигнала в пространственно-временное распределение коэффициента преломления рабо-

чей среды, что впоследствии позволяет перенести информацию на оптическую несущую. Однако к настоящему времени технология создания АОМ практически исчерпала свои возможности [3].

С другой стороны, бурное развитие оптоволоконных систем передачи информации привело к появлению высококачественных устройств генерации, модуляции и регистрации света, а также оптических направляющих систем – оптических волокон. Широкая номенклатура этих устройств нашла применение и при решении радиотехнических задач, что привело к появлению такого направления, как радиофотоника [4]. Основным методом переноса радиосигнала на оптическую несущую в радиофотонике является электрооптическое взаимодействие. Модуляторы, построенные на основе этого явления, способны обеспечивать полосы рабочих частот в несколько десятков гигагерц [5], [6], однако они в отличие от АОМ не позволяют реализовать ППФ.

Рассмотрим методы, которые в той или иной степени позволяют получить информацию о спектре радиосигнала средствами радиофотоники. На рис. 1 представлена структурная схема устройства,