

СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНАЯ МОДУЛЯЦИЯ С ПАМЯТЬЮ В ПРИЛОЖЕНИИ К ФОРМИРОВАНИЮ ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ ГНСС

А. Б. Хачатурян, Ф. В. Игнатьев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

Получена 1 февраля 2012 г.

Аннотация. ЧМ с непрерывной фазой и памятью может служить действенным средством улучшения спектральной эффективности сигналов спутниковой навигации. Показано, что подобный формат модуляции можно свести к эквивалентной офсетной КФМ с перекрытием посылок в каждом из квадратурных потоков и последующей нормировкой огибающей. Произведена оценка комбинационных продуктов. Приведены спектральные характеристики МНФ сигнала с памятью.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), манипуляция с непрерывной фазой, ЧМ с частичным откликом, дальномерный сигнал, ряд Уолша.

Abstract. Continuous phase FM with memory proves to be a powerful instrument of enhancing GNSS signal spectral efficiency. It is demonstrated that the partial response CPM is treatable as OQPSK with chip overlapping in each quadrature stream and subsequent envelope normalization. The combination product estimation is done. Spectral characteristics of partial response CPM signal are presented.

Keywords: GNSS, continuous phase modulation (CPM), partial response FM, ranging signal, Walsh expansion.

В настоящее время наблюдается общемировая тенденция освоения новых частотных диапазонов системами спутниковой навигации. Для Российской Федерации в этом смысле наиболее привлекательным является Ku диапазон (14,3 – 14,4 ГГц). Поэтому при выборе новых модуляционных форматов

сигналов необходимо учитывать серьезные ограничения, выдвигаемые радиоастрономическими системами, расположенными в смежных частотных диапазонах. Согласно [1] значение плотности потока мощности сигналов всех космических аппаратов в луче радиотелескопа с точки зрения наблюдаемости спектральной линии на частоте 14488 МГц лимитировано значением -169 дБ Вт/м² в полосе 150 кГц. Таким образом, приоритетным требованием является компактность спектра сигнала, которому в наибольшей мере отвечают форматы частотной модуляции с непрерывной фазой (МНФ). Наиболее популярным примером модуляции такого вида является классическая минимальная частотная модуляция (МЧМ), фактическая полоса которой оказывается гораздо уже таковой для ФМ сигнала при той же длительности сигнала:

$$W_{99msk} \approx \frac{2,4}{\Delta}, \quad W_{99psk} \approx \frac{20}{\Delta}.$$

В то же время частота МЧМ сигнала, меняется скачкообразно, что указывает на резерв дальнейшего выигрыша в компактности спектра, заключающийся в применении модуляции, обеспечивающей непрерывность не только фазы, но и ее производных. Пока попытки движения в этом направлении реальных выгод – в части подавления излучения в непосредственной окрестности занимаемого диапазона – не принесли. Для всех проверенных вариантов модуляции такого рода увеличение темпа спадания «дальних» боковых лепестков спектра имеет место в обмен на расширение основного и рост уровня первых боковых лепестков. В итоге, несмотря на повышенную скорость спадания спектра в дальней зоне, реальная занимаемая полоса для таких видов МНФ может оказаться даже шире, чем для МЧМ. Так, для форматов модуляции из [2] и [3] полоса W_{99} , содержащая 99% мощности, составила соответственно $W_{99} \approx 4,4/\Delta$, и $W_{99} \approx 2,8/\Delta$. По этому показателю упомянутые модуляционные форматы существенно проигрывают МЧМ. Возникает проблема дальнейшего сужения ширины спектра, решение которой возможно при введении памяти в МНФ.

Рассмотрим разновидность МНФ, при которой направление и скорость приращения мгновенной фазы зависят не только от текущего, но и от $L-1$ предыдущих информационных символов. Соответствующий фазовый модулятор обладает памятью объемом в $L-1$ символов. В зарубежной литературе [4-6] способы модуляции подобного типа именуется форматами с частичным откликом (*partial response*), в отличие от форматов с полным откликом (*full response*), к которым, в частности, относится МЧМ. Имея в виду принципиальную возможность компрессии спектра, ограничимся простейшим случаем $L=2$, т.е. ситуацией, когда мгновенная фазовая траектория определяется наряду с текущим только одним предшествующим модуляционным символом. Положим индекс модуляции, т.е. полный набег в числе периодов несущей, обусловленный одним информационным символом, равным $1/2$. Анализ спектральной эффективности такого сигнала заметно бы упростился, если бы – подобно сигналу МЧМ его удалось свести к сумме квадратурных потоков с бинарной ФМ.

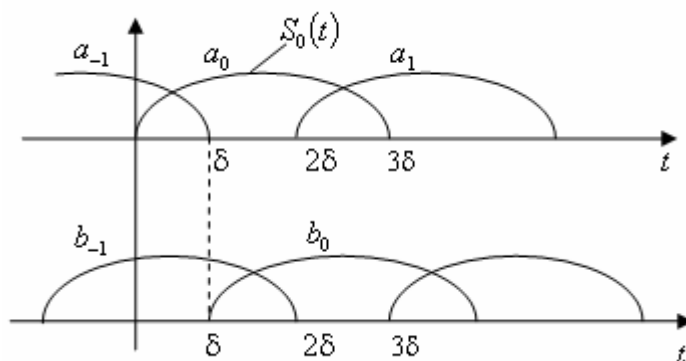


Рис. 1. К формированию МНФ сигнала.

Будем отталкиваться от того, что традиционная структура сигнала ГНСС содержит два дальномерных кода (открытого и санкционированного доступа), представляющих собой бинарные последовательности, манипулирующие квадратурные компоненты несущей. Рассмотрим два потока посылок (чипов) длительности $\Delta = 3\delta$, повторяющихся с периодом 2δ , причем второй из них запаздывает на δ относительно первого (см. Рис. 1). Так как период повторения

чипов меньше их длительности, предыдущий чип перекрывается с последующим на отрезке длины δ . Пусть бинарные последовательности $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$, где $a_i, b_i = \pm 1, i = \dots, -1, 0, 1, \dots$, манипулируют первый и второй потоки соответственно, первый из которых передается на компоненте несущей I , а второй – на компоненте Q . В итоге получится сигнал с комплексной огибающей

$$\dot{S}_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i s_0(t - 2i\delta) + j \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i s_0(t - 2i\delta - \delta), \quad (1)$$

где $s_0(t)$ задает форму одиночного чипа. Ограничимся классом неотрицательных симметричных чипов, обращающихся в нуль на краях отрезка $[0, \Delta]$:

$$s_0(t) = s_0(3\delta - t), 0 \leq t \leq 3\delta, \quad s_0(t) = 0, t \notin (0, 3\delta). \quad (2)$$

Сигнал (1), естественно, имеет непрерывную фазу, но в отличие от желаемого модулирован по амплитуде. Устраним амплитудную модуляцию ограничением модуля комплексной огибающей с сохранением мгновенной фазы:

$$\dot{S}(t) = \frac{\dot{S}_1(t)}{|\dot{S}_1(t)|} = \exp[j \arg \dot{S}_1(t)] = \exp \left\{ j \arg \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i s_0(t - 2i\delta) + j \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i s_0(t - 2i\delta - \delta) \right] \right\} \quad (3)$$

Смысл описанной конструкции заключается в следующем. Повысить компактность спектра можно, конечно, за счет удлинения чипа. Если при этом длина кода N сохраняется, период кода $T = N\Delta$ в реальном времени возрастет, увеличивая время поиска в квадратичной зависимости вследствие роста числа просматриваемых ячеек вдоль оси частот. В то же время уменьшение длины N снизит степень подавления помехи множественного доступа, что также нежелательно. Предлагаемая альтернатива состоит в увеличении Δ с одновременным допущением перекрытия последовательных чипов, так чтобы на прежнем периоде уложилось большее их число. Разумеется, квадратурная суперпозиция перекрывающихся чипов модулирована по амплитуде, что отрицательно сказалось бы на энергоэффективности передатчика космического

аппарата. Поэтому заключительным шагом процедуры модуляции рассматриваемого типа является нормировка амплитуды согласно (3).

Нелинейность операции нормировки в (3) ведет к образованию комбинационных составляющих в виде произведения кодовых последовательностей, отнимающих на себя часть полной мощности сигнала и создающих дополнительные помехи. Их наличие также искажает спектр мощности сигнала по сравнению со спектром ФМ составляющих. Для оценки влияния этих эффектов необходимо вычислить корреляцию результирующего сигнала (3) с каждой из присутствующих в нем дальномерных последовательностей. Вычисления производятся на основе общего подхода к анализу комбинационных составляющих при нелинейном объединении фазоманипулированных последовательностей [7]. В любой фиксированный момент времени t сигнал (3) является функцией трех двоичных переменных. Согласно Рис. 1 на отрезке $[0, \delta]$ $\dot{S}(t)$ зависит от a_{-1}, b_{-1}, a_0 , на $[\delta, 2\delta]$ – от a_0, b_{-1}, b_0 и т.д. Три двоичные переменные $a, b, c = \pm 1$, вместе с константой 1 и произведениями ab, ac, bc, abc образуют базис из восьми функций Уолша, разложение по которому сигнала (3) имеет вид

$$\dot{S}(t) = \sum_{m,n,p=0,1} \rho_{mnp}(t) a^m b^n c^p, \quad (4)$$

где $\rho_{mnp}(t)$ – коэффициент разложения или корреляция $\dot{S}(t)$ с базисной функцией $a^m b^n c^p$. После вычисления коэффициентов разложения (4) примет следующий вид, явно локализирующий полезные и паразитные компоненты

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) = & \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \rho(t - 2i\delta) + j \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \rho(t - 2i\delta - \delta) \\ & + j \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{i-1} a_i b_{i-1} r(t - 2i\delta) + \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i b_{i-1} b_i r(t - 2i\delta - \delta) \end{aligned}, \quad (5)$$

где коэффициент корреляции случайной переменной a, b или c с $\dot{S}(t)$:

$$\rho(t) = \begin{cases} \frac{s_0(\varepsilon) + s_0(\varepsilon + 2\delta)}{A(\varepsilon)} + \frac{s_0(\varepsilon) - s_0(\varepsilon + 2\delta)}{B(\varepsilon)}, & t = \varepsilon, 0 \leq \varepsilon \leq \delta, \\ s_0(\varepsilon + \delta) \left[\frac{1}{A(\varepsilon)} + \frac{1}{B(\varepsilon)} \right], & t = \delta + \varepsilon, \\ \frac{s_0(\varepsilon) + s_0(\varepsilon + 2\delta)}{A(\varepsilon)} - \frac{s_0(\varepsilon) - s_0(\varepsilon + 2\delta)}{B(\varepsilon)}, & t = 2\delta + \varepsilon, \end{cases} \quad (6)$$

коэффициент корреляции произведения случайных переменных abc с $\dot{S}(t)$:

$$r(t) = s_0(t + \delta) \left[\frac{1}{A(t)} - \frac{1}{B(t)} \right], t \in [0, \delta] \quad (7)$$

и

$$A(t) = 2\sqrt{[s_0(t) + s_0(t + 2\delta)]^2 + s_0^2(t + \delta)}, \quad B(t) = 2\sqrt{[s_0(t) - s_0(t + 2\delta)]^2 + s_0^2(t + \delta)}$$

Для проверки условия полноты рассмотрим отрезок $[0, \delta]$. Ненулевые коэффициенты разложения (6) на нем равны $\rho(t)$, $\rho(t + 2\delta)$, $j\rho(t + \delta)$ и $jr(t)$.

Полнота базиса Уолша требует выполнения равенства

$$\rho^2(t) + \rho^2(t + \delta) + \rho^2(t + 2\delta) + r^2(t) = 1.$$

Подстановка (6) и (7) в левую часть этого соотношения обращает его в тождество.

Сравнение (5) с (3) показывает, что амплитудная нормировка линейной суперпозиции перекрывающихся чипов приводит, во-первых, к трансформации исходных чипов $s_0(t)$ в новые $\rho(t)$, а во вторых к появлению дополнительных компонент, являющихся суперпозициями чипов вида $r(t)$, манипулированных комбинационными бинарными последовательностями.

В предположении случайности дальномерных кодов $\{a_i\}, \{b_i\}$ слагаемые всех сумм (23) некоррелированы, так что спектр мощности $\tilde{G}(f)$ сигнала (3) можно найти как удвоенную сумму спектров мощности $\tilde{G}_\rho(f)$ и $\tilde{G}_r(f)$ чипов $\rho(t)$ и $r(t)$:

$$\tilde{G}(f) = 2[\tilde{G}_\rho(f) + \tilde{G}_r(f)]. \quad (8)$$

Для иллюстрации влияния комбинационных составляющих на спектр МНФ с памятью рассмотрим пример сигнала с памятью, составленного из чипов косинусоидальной формы. На Рис.2 представлено сравнение спектральных плотностей указанного сигнала и сигнала со стандартным МЧМ чипом, длительность которого укорочена в полтора раза, что обусловлено естественным стремлением удержать равными периоды дальномерных сигналов, составленных из этих чипов. Как видно, на частотах, отстоящих от несущей на $1,3/\delta$ и более выбросы спектра МЧМП по крайней мере на 8 дБ ниже, чем МЧМ. Это означает, что расширение спектра из-за амплитудной нормировки суперпозиции (1) незначительно в сравнении с его сужением за счет растяжения чипа. Об этом же говорит и заметное сужение регламентной (содержащей 99% мощности) полосы МЧМП сигнала (W_{mmsk}) относительно таковой для сигнала МЧМ (W_{msk}):

$$W_{msk} = \frac{1,2}{\delta}, \quad W_{mmsk} \approx \frac{0,9}{\delta}.$$

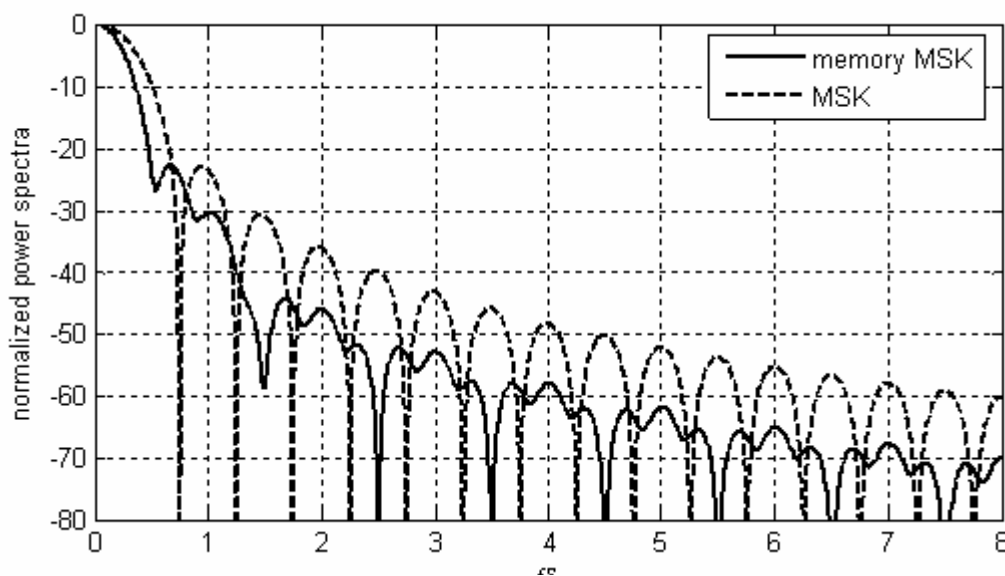


Рис.2. Спектральная плотность мощности сигналов МЧМ и МНФ с памятью.

Как следствие, предлагаемый вариант модуляции может служить действенным инструментом повышения компактности спектра сигналов

спутниковой радионавигации при неизменных длине и реальном периоде дальномерного кода.

Литература

1. Рекомендация ITU-R RA.769-2
2. Amoroso, F. Pulse and spectrum manipulation in the minimum (frequency) shift keying (MSK) format.\\ IEEE Transaction On Communication, V. COM-24, No.3, March, 1976, pp.381-384
3. Ponsonby, J.E.B. Impact of direct spread spectrum signals from the Global Satellite Navigation System GLONASS on radio astronomy: problem and proposed solution.\\ Spread Spectrum Technioques and Applications, 1994. IEEE ISSSTA'94, IEEE Third International Symposium on 4-6 Jul. 1994, V.2, pp.386-390.
4. Проксис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
5. Perrins, E. and Rice, M. PAM representation of ternary CPM.\\ IEEE Transaction on Communication, V.56, No12, Dec., 2008, pp.2020-2040.
6. Pursley, M.B. Introduction to digital communications. Pearson Prentice Hall, 2005.
7. Базаров И.Ю, Ипатов В.П., Самойлов И.М. Анализ интерференционных эффектов при нелинейной обработки суперпозиции шумоподобных сигналов. Радиотехника и электроника, т.42, №5, 1997, с.612-616.