УДК 621.317.757

*Ю. В. ГАРБУЗОВ,* канд. техн. наук, *И. Ю. ГЛИНСКИЙ, А. А. ПУГАЧ*

# ПОЛУЧЕНИЕ ВЫБОРОК КОМПЛЕКСНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ ПОЛОСОВОГО РАДИОСИГНАЛА

При цифровой обработке полосовых радиосигналов различного назначения эффективно использование их комплексных огибающих. Тогда для извлечения нужной информации необходимо получать цифровые выборки последних. В работе [1] описаны процедуры получения выборок квадратурных составляющих комплексной огибающей сигнала с использованием аналогового умножения полосового сигнала $a(t)=A(t)\cos(\omega_0 t+\theta(t))$ соответственно на $\cos\omega_0 t$ и $\sin\omega_0 t$ с последующей фильтрацией фильтрами нижних частот с частотами среза $\Delta\omega\ll\Omega_c\ll\omega_0-\Delta\omega$. Здесь $2\Delta\omega$ — эффективная ширина спектра сигнала. Показана также возможность получения дискретных выборок непосредственно из радиосигнала $a(t)=A(t)\cos(\omega_0 t+\theta(t))$ при условии, что период дискретизации $T_д=2\pi l/\omega_0$, где $l\in Z$; при этом $T_д<\pi/\Delta\omega$. Тогда выборки вещественной составляющей сигнала формируются как

$$A_c(nT_д)=a(nT_д),$$

а мнимой — со сдвигом на $\pi/2\omega_0$:

$$A_s(nT_д+\pi/2\omega_0)=a(nT_д+\pi/2\omega_0).$$

При этом отмечены тяжелые условия, в которые ставится аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Последний должен быть рассчитан на работу с интервалом дискретизации $\pi/2\omega_0$, в то время как $T_д \gg \pi/2\omega_0$ при выполнении условия $\omega_0 \gg \Delta\omega$. Этот алгоритм может быть также реализован с помощью двух АЦП, однако их юстировка может оказаться весьма затруднительной. Требования к быстродействию АЦП могут быть существенно понижены, что очевидно из следующих рассуждений.

Пусть имеем полосовой сигнал $a(t) = \mathrm{Re}(\dot{A}(t)\, e^{j\omega_0 t})$ с эффективной шириной спектра $2\Delta\omega$.

Тогда, если интервал дискретизации $T_д = 2\pi l/\omega_0 < \pi/\Delta\omega$ при $l \in Z$, выборки вещественной составляющей комплексной огибающей сигнала

$$A_c(nT_д) = a(nT_д) = \mathrm{Re}(\dot{A}\, nT_д)\, e^{j2\pi l n}),$$

так как $e^{j2\pi l n} = 1$, ибо $l, n \in Z$.

Если при этом вторая последовательность выборок будет браться с временным сдвигом $\Delta T = 2\pi(m - 1/4)/\omega_0$, $m \in Z$, то $e^{j\omega_0 \Delta T} \in -j$, следовательно

$$a(nT_д + \Delta T) = A_s(nT_д + \Delta T).$$

Как видим, последовательность $a(nT_д + \Delta T)$ будет представлять собой набор выборочных значений мнимой составляющей комплексной огибающей сигнала — $A_s(nT_д + \Delta T)$. Интервал между выборками $A_c(t)$ и $A_s(t)$ может быть увеличен до значения $\Delta T \approx T_д/2$. Выигрыш в быстродействии АЦП $\delta$ приблизительно составит

$$\delta \approx T_д \cdot 2\omega_0/2\pi = 2l.$$

Однако при этом выборочные значения

$$\dot{A}(nT_д) = A_c(nT_д) + jA_s(nT_д)$$

не могут быть получены непосредственно из имеющихся выборок

$A_c(nT_д)$ и $A_s(nT_д + \Delta T)$, так как $A_s(nT_д) \neq A_s(nT_д + \Delta T)$.

Разумеется, если $T_д < \pi/\Delta\omega$, то $A_s(nT_д) \approx A_s(nT_д + \Delta T)$.

Во многих практических задачах дискретизации $T_д$ берется со значительным запасом, поэтому можно считать, что это приближение выполняется вполне удовлетворительно. Допускаемая при этом ошибка $\Delta A_s = A_s(nT_д + \Delta T) - A_s(nT_д)$ становится вообще несущественной, если $|\Delta A_s| \ll \sigma_ш$, где $\delta^2_ш$ — дисперсия шума, присутствующего на входе АЦП, включая шум квантования.

Эта ошибка может быть уменьшена, если в первом приближении полагать

$$A_s(nT_д) \approx (1-\tau)\, A'_s(n) + \tau A'_s(n-1),$$

где

$$\tau = \Delta T/T_д;\quad A'_s(k) = A_s(kT_д + \Delta T).$$

Однако в этом случае, как и в первом, импульсы опроса, определяющие моменты взятия выборок, должны следовать парами. Период следования пар должен быть равен $T_д$, а разнос импульсов в паре — $\Delta T$. Это усложняет генератор импульсов опроса. Гораздо проще генерировать импульсы опроса в виде периодической последовательности, т. е. когда $\Delta T = T_д/2 = T$.

Действительно, беря $T = (2k+1)T_0/4$, можно получить ряд выборок квадратурных составляющих комплексной огибающей, если $T_0 = 2\pi/\omega_0$, $k \in Z$. Тогда получим

$$a(mT) = \mathrm{Re}\,(\dot{A}(mT)\,\mathrm{e}^{jm(2k+1)\pi/2}).$$

Как видим, комплексная экспонента $\mathrm{e}^{jm(2k+1)\pi/2}$ будем принимать последовательно значения 1, $j$, $-1$, $-j$, ...; далее эти значения будут циклически повторяться. Таким образом, с изменением $m$ будем иметь

$$a(mT) = A_c(mT);\quad a((m+1)T) = A_s((m+1)T);$$

$$a((m+2)T) = -A_c((m+2)T);\quad a((m+3)T) = -A_s((m+3)T);$$

$$a((m+4)T) = A_c((m+4)T)\ \text{и т. д.}$$

Следовательно, выборочные значения квадратурных составляющих могут быть получены из вещественного входного полосового сигнала $a(t)$ в результате операций $\varphi(a(t))$ и $\psi(a(t))$:

$$A_c(mT) = \varphi(a(t));\quad A_s(mT) = \psi(a(t)).$$

Смысл этих операций заключается в умножении $a(t)$ на дискретные функции $C(t)$ и $S(t)$:

$$A_c(t) = \mathrm{C}(t)\cdot a(t);\quad A_s(t) = \mathrm{S}(t)\cdot a(t).$$

Здесь

$$\mathrm{C}(t) = \begin{cases} 1, & t = 4mT; \\ -1, & t = (4m+2)T; \\ 0, & t \neq 4mT,\ (4m+2)T; \end{cases}$$

$$S(t) = \begin{cases} 1, & t = (4m+1)T; \\ -1, & t = (4m+3); \\ 0, & t \neq (4m+1)T,\ (4m+3)T;\ m \in Z. \end{cases}$$

Недостатком последнего способа взятия выборок квадратурных составляющих является необходимость инверсии знака через одно значение каждой из них. Кроме того, получаемые выборки $A_c$ и $A_s$ будут взяты со сдвигом во времени на период $T$.

Выборки $A_s$, синхронные с $A_c$, а также $A_c$, синхронные с $A_s$, могут быть восстановлены путем обработки обеих последовательностей в восходящих дискретных схемах с оптимальными фильтрами [2; 3]. Математически процесс формирования последовательностей $D_c(m)$ и $D_s(m)$ на выходах оптимальных фильтров можно представить следующим образом:

$$D_c(m) = U_c(m) \otimes G(m); \quad D_s(m) = U_s(m) \otimes G(m).$$

Здесь символ $\otimes$ означает операцию свертки; $G(m)$ — импульсная характеристика оптимального фильтра;

$$U_c(m) = u(A_c(m)); \quad U_s(m) = v(A_s(m)).$$

Как было показано ранее, последовательности $A_c(m)$ и $A_s(m)$ существуют только при $m=2k$ и $m=2k+1$ соответственно. Смысл операций $u(A_c(m))$ и $v(A_s(m))$ состоит в том, что между двумя соседними значениями выборок вставляются выборки с нулевыми значениями:

$$u(A_c(m)) = \begin{cases} A_c(m), & m = 2k; \\ 0, & m = 2k+1; \end{cases}$$

$$v(A_s(m)) = \begin{cases} 0, & m = 2k; \\ A_s(m), & m = 2k+1; \ k \in Z. \end{cases}$$

Тогда на выходе оптимального фильтра получим $\dot{D}(m) = D(m)\,e^{j\Theta m}$,

где

$$D(m) = \sqrt{D_c^2(m) + D_s^2(m)}; \quad \Theta(m) = \operatorname{arctg}(D_s(m)/D_c(m)).$$

Таким образом, последовательность выборок квадратурных составляющих комплексной огибающей гильбертова сигнала может быть получена из вещественного сигнала тремя способами:

со сдвигом во времени на четверть периода несущей; со сдвигом на $\Delta T = 2\pi(m-1/4)/\omega_0$; через равные интервалы времени $T = (2k+1)\,T_0/4$.

Последний способ представляется наиболее рациональным, поскольку обеспечивает ритмичную работу аналогово-цифрового преобразователя при наименее жестких требованиях к его быстродействию. Путем интерполяции в оптимальном цифровом фильтре можно получить синхронные выборки косинусной и синусной составляющих выходного сигнала.

**Список литературы:** 1. *Мирошников А. Н., Чайковский В. И.* Формирование и дискретизация комплексных огибающих полосовых сигналов//Радиотехника. 1981. Вып. 57. С. 12—17. 2. *Крошьер Р. Е., Рабинер Л. Р.* Интерполяция и децимация цифровых сигналов: Методический обзор//Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1981. Т. 69, № 3. С. 14—49. 3. *Цифровая* обработка сигналов: Справ./Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк и др. М., 1985. 312 с.

*Поступила в редколлегию 07.03.89*