УДК 621.391

О.В. РЯЗАНЦЕВ, канд. физ.-мат. наук, М.В. КУЛИК, А.М. СЪЯНОВ, д-р техн. наук

О ВЗАИМОДЕЙСТВИИ СИГНАЛА МОДИФИЦИРОВАННОЙ ФМ С ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

Введение

В работе [1, 2] предложен и частично исследован сигнал модифицированной ФМ с фазовыми врезками (ФВ), анализировались его потенциальные возможности для передачи цифровых потоков. Рассмотрим эти возможности детальнее.

Результаты работы

Сигнал модифицированной ФМ с ±π/2 ФВ и возвратом к фазе можно записать в виде

$$S(t)=\begin{cases}\cos\omega_0 t & ,0\le t<\tau_0\\ \pm\sin\omega_0 t & ,\tau_0\le t<\tau_0+\tau_и\\ \cos(\omega_0 t+\omega_0\tau_и) & ,\tau_0+\tau_и\le t\end{cases} \tag{1}$$

Здесь для простоты начальная фаза полагается равной нулю, ω_0 – частота несущей данного канала; τ_0 – длительность опорной части (ОЧ) позиции сигнала; $\tau_и$ – информационная часть, причем, знаки (+) и (-) соответствуют передачи «1» или «0»; начальная фаза $\omega_0\tau_и$ в третьей строке обеспечивает возврат к фазе при переходе к следующей позиции.

В указанных работах отмечалось, что оптимальное выделение цифрового потока в этом случае требует применения частотно-селективных устройств (ЧСУ) либо с сосредоточенными параметрами (колебательный контур), либо с распределенными (резонатор). Отклики ЧСУ на гармонические сигналы с фазовыми скачками хорошо известны. Так, для сигнала со скачком фазы на φ_0 рад. в момент времени t = 0 комплексная огибающая имеет вид

$$\tilde{U}(t)=U_m\left[\sigma(-t)+e^{j\varphi_0}\sigma(t)\right], \tag{2}$$

где σ(t) – функция включения

Тогда комплексная огибающая такого сигнала на выходе четырехполюсника с резонансным коэффициентом усиления $K_{рез}$ получается такой

$$\tilde{U}_{вых}(t)=-K_{рез}U_m\left[e^{-\frac{t}{\tau_k}}+e^{j\varphi_0}(1-e^{-\frac{t}{\tau_k}})\right]. \tag{3}$$

Соответственно физическая огибающая при t > 0 приобретает вид

$$U_{вых}(t)=K_{рез}U_m\left\{\left[e^{-\frac{t}{\tau_k}}+(1-e^{-\frac{t}{\tau_k}})\cos\varphi_0\right]^2+\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_k}}\right)^2\sin^2\varphi_0\right\}^{\frac{1}{2}}, \tag{4}$$

где τ_k – постоянная времени колебательного контура

$$\tau_k=\frac{2Q}{\omega_{рез}}. \tag{5}$$

В частности, для сигналов с π-скачком и π/2-скачком получаем соответственно

$$U_{вых}(t)_{\pi} = K_{рез} U_m \left| 2e^{-\frac{t}{\tau_k}} - 1 \right| \tag{6}$$

$$U_{вых}(t)_{\pi/2} = K_{рез} U_m \left[1 + 2e^{-\frac{t}{\tau_k}} (e^{-\frac{t}{\tau_k}} - 1) \right]^{\frac{1}{2}} \tag{7}$$

В первом случае за счет инверсии фазы входного сигнала после скачка на π рад. огибающая обращается в нуль в момент времени $t_0 = 0{,}693\tau_k$, а во втором – огибающая приобретает размытый минимум в этой области. Т.е. если например, использовать в качестве ЧСУ колебательный контур с $Q = 100$, $\omega_{рез} = 2\pi*10^6$ Гц, то получается $\tau_k \approx 3{,}18*10^{-5}$ с; $t_0 = 2{,}2*10^{-5}$ с и на интервале от нуля до t_0 укладывается приблизительно 22 периода колебаний $N_0 = t_0 f_{рез}$. Таким образом, если фазовое возмущение длится 1...2 периода, то на состоянии колебаний в контуре это практически не отражается, тем более, что в момент перехода от предыдущей позиции к последующей фаза сигнала восстанавливается (возврат к фазе). Именно такой интервал ФВ использован в работе [2], т.е. $\tau_и$ в (1) следует выбирать из условия $T \le \tau_u \le 2T$, а $10T \le \tau_0 \le 20T$ в зависимости от свойств конкретного ЧСУ. Но при таком выборе длительности ФВ – $\tau_и$ распределение спектральной плотности должно быть очень размытым. Действительно, из общего выражения для спектра радиоимпульса длительностью τ (см. например, [3])

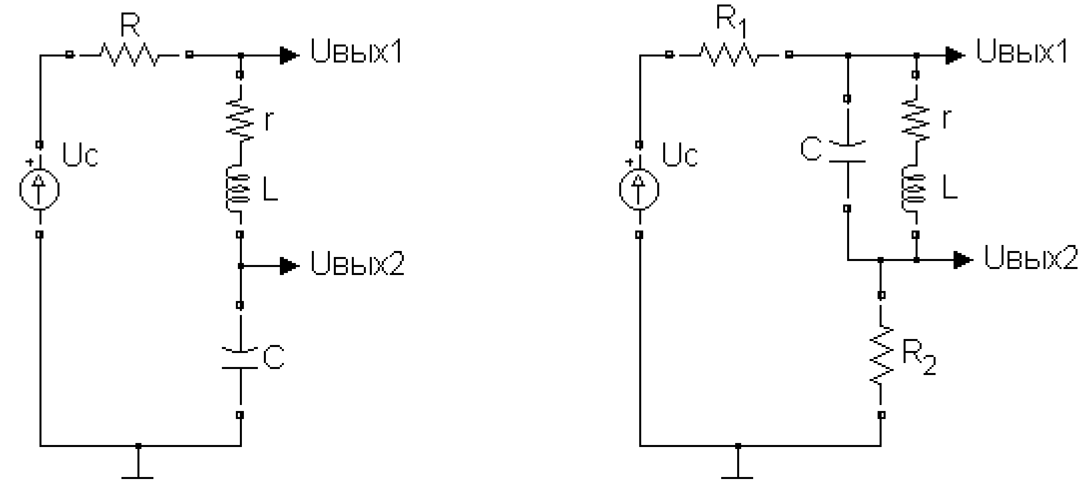
$$S(\omega) = \frac{U\tau}{2} \left[\frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2}\tau}{\frac{\omega - \omega_0}{2}\tau} + \frac{\sin \frac{\omega + \omega_0}{2}\tau}{\frac{\omega + \omega_0}{2}\tau} \right] \tag{8}$$

при условии $\tau = T_0$ легко получить

$$S(\omega) = \frac{Uf}{\pi} * \frac{\sin\left(\pi \frac{f}{f_0}\right)}{f_0^2 - f^2} \tag{9}$$

Очевидно, спектральная плотность такого однопериодного радиоимпульса начинается с нуля в точке $f = 0$, проходит через максимум в точке $f = f_0$ и затем снова обращается в нуль в точке $f = 2f_0$, т.е. главный лепесток спектральной плотности занимает область шириной $2f_0$, а на уровне 0,7 приблизительно – f_0, что хорошо соответствует результатам, полученным в [2]. Следует также учесть вклад опорной части ФВ длительностью τ_0, который выражается интенсивной спектральной линией на частоте f_0. Т.е. фурье-спектр такого сигнала представляет собой интенсивную линию для частоты несущей с практически симметричным шумоподобным пьедесталом, занимающим диапазон частот от нуля до $2f_0$. Разумеется, такую ширину канала в обычных условиях нельзя считать приемлемой и традиционные способы преобразования, усиления и детектирования в данном случае не подходят.

В [2] предложен вариант, основанный на сочетании квадратурности опорной и информационной частей данного сигнала с квадратурностью, например, токов в ветвях параллельного контура относительно внешнего напряжения в состоянии резонанса или напряжений на реактивных элементах последовательного контура относительно тока. В этом случае релаксационный параметр контура (резонатора) τ_k вообще выводится из рассмотрения т.к. состояние колебаний в нем за время $\tau_и = T_0$ практически не изменяется. Соответственно, спектральный подход к описанию взаимодействия предложенного сигнала с контуром также ничего не дает.



а *б*

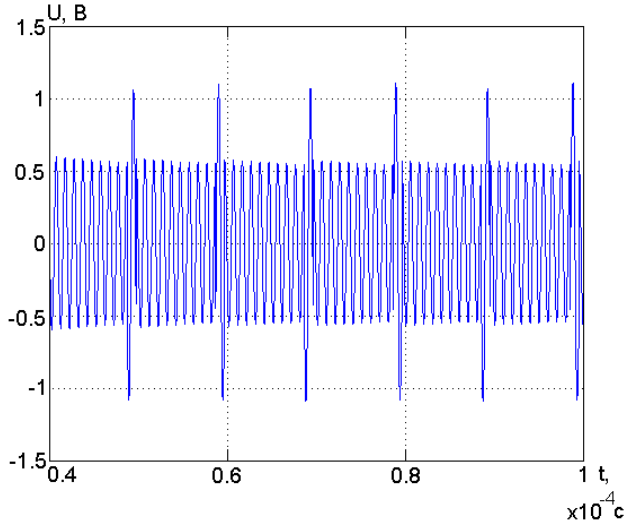
Рис. 1. Варианты использования колебательных контуров: *а* – последовательный; *б* – параллельный

Рассмотрим в качестве примера следующие варианты (рис. 1).

Для варианта *а* в состоянии резонанса при условии $R = r$ на выходе 1 получаем оба фрагмента сигнала – опорный и ФВ, причем амплитуда ФВ в 2 раза больше, чем опорной части. На выходе 2 имеем только опорный сигнал с амплитудой в $0{,}5Q$ раз больше U_c и фазовым сдвигом относительно U_c на ±π/2 (в зависимости от последовательности включения $r \to L \to C$ или $C \to r \to L$). При расстройке на величину более $f_0/(2Q)$ на выходе 1 напряжения обоих фрагментов сигнала сравняются – амплитуда опорной части «подтянется» до амплитуды ФВ, близкой к U_c, напряжение опорного сигнала на выходе 2 резко упадет, почти в Q раз, а его фаза приобретет дополнительный фазовый сдвиг почти ±π/2 в зависимости от последовательности включения r, L, C. Таким образом сигналы опорных фрагментов на выходе 1 и на выходе 2 станут либо практически синфазными, либо противофазными. Увеличение добротности Q (например, уменьшение r) приведет к более резкому влиянию расстройки на описанные процессы. Если положить $R << r$, то на выходе 1 напряжения обоих фрагментов сигнала будут одинаковы и равны U_c для состояний резонанса и расстройки. На выходе 2 при резонансе напряжение опорного сигнала в Q раз больше U_c и сдвинуто относительно него на π/2. При расстройке оно уменьшается почти в Q раз и приобретает дополнительный фазовый сдвиг близкий к ±π/2. Если же $R = \rho = rQ$ то для резонанса на выходе 1 напряжение опорной части (ОФ) сигнала будет очень мало – в Q раз меньше U_c, а напряжение ФВ – равно U_c. При расстройке напряжение опорной части «подтягивается» к $0{,}5U_c$, напряжение ФВ остается неизменным. На выходе 2 в резонансе имеем опорный сигнал напряжением U_c с фазовым сдвигом $\pi/2$, а при расстройке этот сигнал уменьшается до $0{,}5U_c$ и приобретает дополнительный фазовый сдвиг. Итак, для варианта а) получаем частотно-зависимый фазовращатель на $\pi/2$, причем, на выходе 1 в любом случае присутствует полный сигнал, а на выходе 2 – только непрерывный гармонический сигнал опорной части, без ФВ. При малых значениях R ($R << r$) амплитуды фрагментов ОЧ и ФВ одинаковы и при расстройке практически не изменяются, зато сигнал ОЧ с резонансным напряжением QU_c резко убывает при расстройке приблизительно в Q раз. При значениях $R \approx \rho$ на выходе 1 в резонансе максимально выделяется ФВ, а сигнал ОЧ практически отсутствует, т.е. ФМ максимально преобразуется в АМ. Расстройка в этом случае приводит к резкому увеличению напряжения ОЧ и АМ исчезает – ОЧ и ФВ выравниваются по амплитуде. Однако, на выходе 2 изменения, вызываемые расстройкой сравнительно невелики – амплитуда ОЧ изменяется всего в два раза.

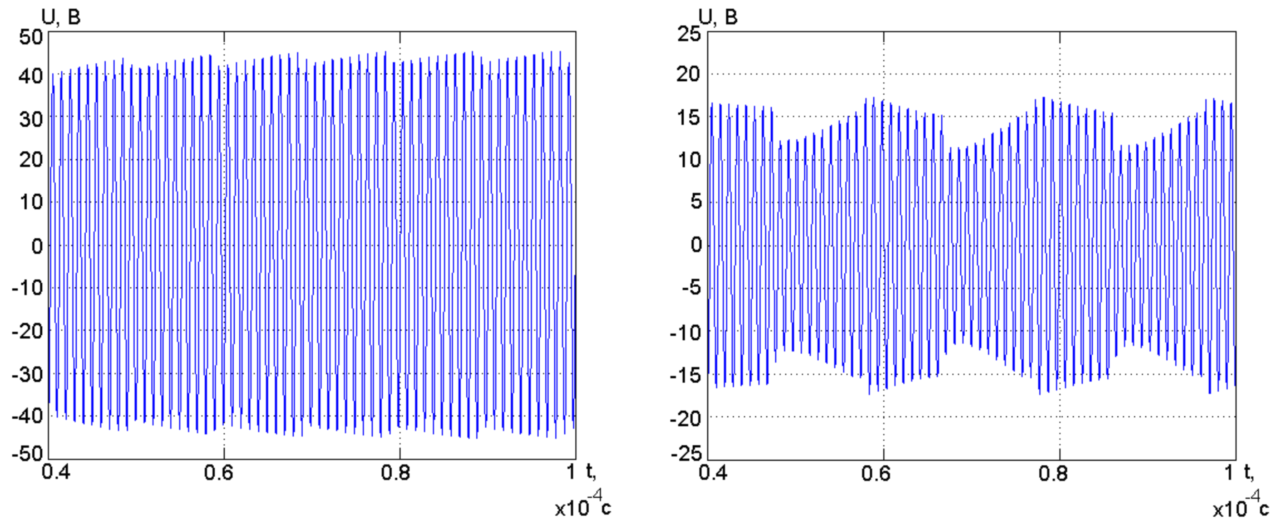
Для варианта *б* в состоянии резонанса при условии $R_1 = Q\rho$ и $R_2 = \rho$ на выходе 1 получаем только гармонический сигнал ОЧ напряжением ≈ $0{,}5U_с$, а на выходе 2 – полный сигнал (ОЧ + ФВ), причем, напряжение ФВ в два раза больше напряжения ОЧ (ФМ → АМ). При расстройке сигнал ОЧ на выходе 1 резко падает (приблизительно в Q раз), а на выходе 2 полный сигнал увеличивается практически в два раза, амплитуды ОЧ и ФВ выравниваются, причем, этот сигнал приобретает фазовый сдвиг относительно $U_с$. При расстройке происходит выравнивание напряжений ОЧ и ФВ на общем уровне около $0.5U_с$. На выходе 1 при этом, очевидно, никаких изменений не происходит – присутствуют полный сигнал напряжением $U_с$. Таким образом, для варианта б) максимальное преобразование ФМ → АМ реализуется при условии $R_1 = 0$, $R_2 = \rho Q$ на выходе 2, а максимальная селективность – при условии $R_1 = \rho Q$ на выходе 1 только для фрагмента ОЧ (без ФВ).

Для подтверждения приведенных положений оба варианта моделировались в среде MatLab, а полученные результаты приведены на рис. 2 – 4.



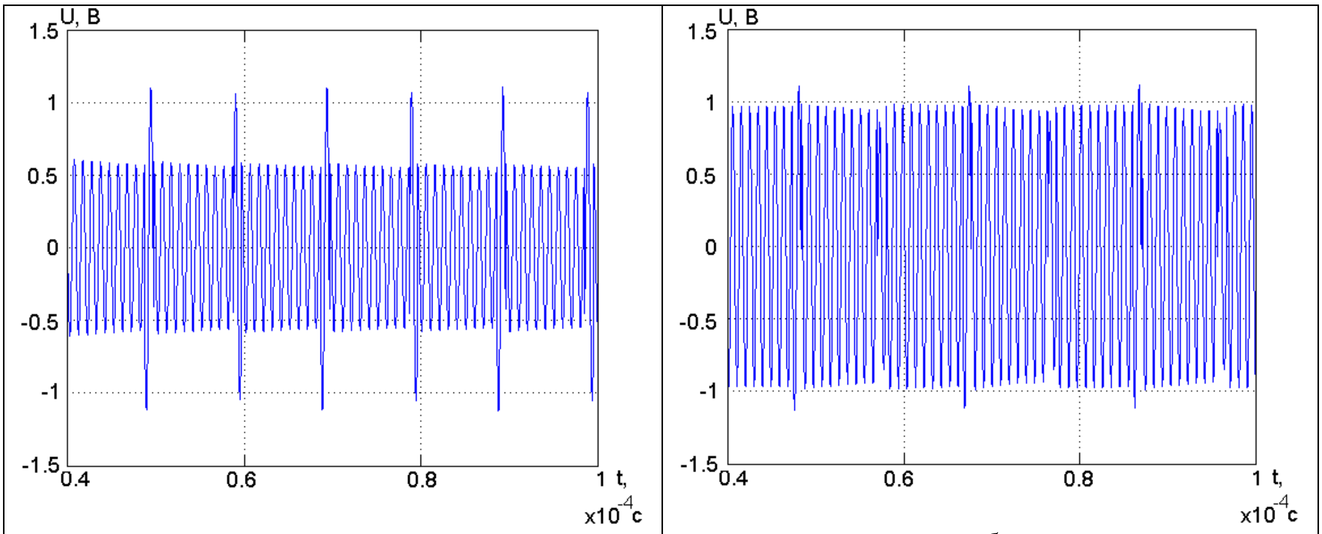
а *б*

Рис. 2. Осциллограммы сигналов с Вых.1 последовательного контура при условии $R = \rho/Q = r$:
а – для частоты f_0; *б* – при расстройке 3 %



а *б*

Рис. 3. Осциллограммы сигналов с Вых.2 последовательного контура:
а – для частоты f_0; *б* – при расстройке 3 %



а *б*

Рис 4. Осциллограммы сигналов с Вых.2 параллельного контура при условии $R_1 = 0$, $R_2 = \rho Q$:
а – для частоты f_0; *б* – при расстройке 3 %

Как видно из полученных результатов, вариант на рис. 1, *а* оказывается наиболее универсальным при условии, что $R = \rho/Q = r$ сигнал на выходе 1 для f_0 содержит ФВ, напряжение которой в два раза выше напряжения ОЧ. При расстройке напряжение обоих фрагментов практически сравнивается, т.е. сигнал на этом выходе удобно использовать для выделения и формирования тактовых сигналов (стробов) для выбранного канала. Сигнал на выходе 2 состоит только из ОЧ, находящейся в квадратуре со входным сигналом, и напряжение на этом выходе резко изменяется при расстройке, что позволяет использовать такой сигнал в качестве опорного. Кроме того, как известно, при расстройке происходит дополнительный поворот фазы, определяемый соотношением

$$tg\varphi \approx Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \tag{10}$$

Для варианта на рис. 1, *б* приемлемые результаты получаются только при использовании выхода 2 и условии $R_1 = 0$, $R_2 = \rho Q$.

Как видно, в этом случае осциллограммы на рис. 2 и 4 практически совпадают и могут быть использованы с одной и той же целью – формирование тактовых импульсов выбранного канала.

Выводы

Проанализированы основные параметры сигнала модифицированной ФМ с $\pm\pi/2$ ФВ и возвратом к фазе. Определены оптимальные условия и варианты использования ЧСУ в режимах резонанса напряжений и токов для обеспечения максимальной селективности системы связи, использующей данный сигнал.

Список литературы: 1. *Рязанцев, О.В., Кулик, М.В.* О детектировании радиосигналов с модифицированной фазовой манипуляцией // Сб. науч. трудов ДГТУ. Технические науки. – 2010. – Вып. 2 (15). – С.72. 2. *Рязанцев, О.В., Кулик, М.В., Сьянов, А.М.* Цифровые сигналы с использованием фазовых врезок $\pm\pi/2$ и их некоторые особенности // Радиотехника. – 2011. – Вып. 167. – С. 143. 3. *Баскаков, С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. – М. : Высш. шк., 1983.

Днепродзержинский государственный технический университет

Поступила в редколлегию 28.08.2012