

УДК 621.396.96

В.М. КОНОВАЛОВ¹, В.Е. ЩЕРБАКОВ¹, В.И. КОНОВАЛОВ²¹Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины²Полтавский военный институт связи, Украина**РАСШИРЕНИЕ ПОЛОСЫ РАБОЧИХ ЧАСТОТ ЦИФРОВЫХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ**

Предлагается один из достаточно простых способов корректного разделения широкополосного сигнала, имеющего финитный спектр, на две части, каждая из которых имеет более узкополосный спектр, выполнения задержки этих двух узкополосных сигнальных частей и обратного преобразования их снова в первоначальный широкополосный сигнал с тем же самым спектром. Представлены блок-схема устройства, реализующая данный метод преобразования, а также результаты моделирования на ЭВМ преобразований финитных ЛЧМ и шумового радиосигналов.

полоса, частота, гетеродин, задержка, сигнал, ЛЧМ-сигнал, спектр**Введение**

Использование цифровых линий задержки в корреляционных системах обработки сигналов [1, 2] представляется весьма перспективным по многим причинам. Во-первых, такая технология позволяет создавать устройства в виде небольшого набора микросхем, а в перспективе – и одной микросхемы. Такие устройства стабильны по параметрам в пределах всего времени эксплуатации, и к тому же очень надежны. Во-вторых, с помощью цифровых линий задержек можно задерживать сигналы на очень большие времена и, что важно, практически без потери сигнала. В-третьих, при такой технологии задержки легко реализуется любое количество необходимых отводов. В-четвертых, учитывая, что в последнее время создаются системы на основе высокоскоростных сигнальных процессоров, работающих с тактовыми частотами в несколько ГГц, цифровые линии задержки легко интегрируются в такие системы [3, 4]. Однако полоса рабочих частот цифровой линии задержки зависит от быстродействия применяемой элементной базы. И если разработчик столкнулся с проблемой, когда уже применяются самые быстродействующие цифровые элементы, а необходимо еще увеличить полосу рабочих

частот, то проблему можно решить только распараллеливанием входного процесса, т.е. сделать так, чтобы входной быстродействующий процесс представлял собой сумму нескольких более медленных процессов, каждый из которых имеет более узкий спектр частот, чем процесс в целом. Тогда каждый более медленный процесс может задержать цифровая линия задержки, выполненная на самой быстродействующей элементной базе.

В данной работе предлагается один из достаточно простых способов корректного разделения широкополосного процесса на два более узкополосных, каждый из которых после операции задержки снова можно сложить в один широкополосный. Причем, при сложении результат сразу можно получить без задержки на любой промежуточной частоте.

Описание метода преобразований

На рис. 1 представлена структурная схема устройства, позволяющая любой исходный сигнал с конечным спектром разбить на два сигнала с половинным спектром, задержать их отдельными линиями задержки с рабочей полосой в два раза уже исходной и снова восстановить сигнал с исходным спектром.

Восстановленный сигнал будет отличаться от исходного только тем, что он задержан на время τ .

Любой финитный сигнал с конечным спектром (в том числе и выборку шумового сигнала) можно представить как сумму гармонических составляющих ряда Фурье [5] (предполагается, что используется сигнал с нулевым средним значением)

$$U_0(t) = \sum_{i=1}^N [a_i \cos(\omega_i t) + b_i \sin(\omega_i t)],$$

где a_i, b_i – квадратурные значения амплитуд соответствующих гармоник; ω_i – угловая частота соответствующей гармоники; N – максимальный номер гармоники исходного сигнала; t – текущее время.

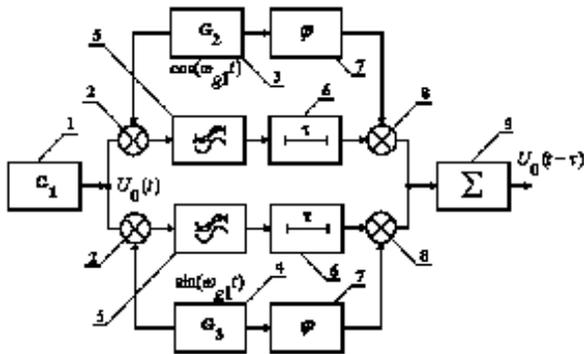


Рис. 1. Структурная схема устройства для задержки исходного сигнала с широким спектром:

1 – генератор исходного сигнала $U_0(t)$; 2, 8 – смесители; 3, 4 – квадратурные гармонические генераторы гетеродинных сигналов; 5 – фильтры нижних частот; 6 – линии задержки; 7 – фазовращатели монохроматического сигнала; 9 – сумматор

Ширина спектра исходного сигнала составит

$$\Delta\omega = \omega_N - \omega_1.$$

Проведем квадратурное гетеродинирование исходного сигнала с помощью частоты ω_g (для упрощения дальнейших преобразований, примем амплитуду гетеродинного сигнала единичной):

$$U_1(t) = \cos(t - \tau) \sum_{i=1}^N [a_i \cos(\omega_i t) + b_i \sin(\omega_i t)].$$

Применяя известные тригонометрические преобразования, получим

$$U_1(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \left\{ a_i [\cos(\omega_i + \omega_g)t + \cos(\omega_i - \omega_g)t] + b_i [\sin(\omega_i + \omega_g)t + \sin(\omega_i - \omega_g)t] \right\}.$$

После фильтрации суммарных гармоник $(\omega_i + \omega_g)$, что технически очень легко выполнить

даже простейшим фильтром из-за большого разнеса суммарных и разностных гармоник

$$[(\omega_i + \omega_g) - (\omega_i - \omega_g) = 2\omega_g],$$

и задержки сигнала на τ , получим

$$U_2(t - \tau) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \left[a_i \cos(\omega_i - \omega_g)(t - \tau) + b_i \sin(\omega_i - \omega_g)(t - \tau) \right].$$

Если выбрать (не обязательно очень точно) $\omega_g = (\omega_N + \omega_1)/2$, то спектр исходного сигнала при гетеродинировании свернется вокруг частоты ω_g и полоса его станет в 2 раза (с точностью выбора частоты) уже исходной

$$\Delta\omega_1 = \omega_N - \omega_g = \omega_g - \omega_1 = \omega_N - \frac{\omega_N + \omega_1}{2} = \frac{\omega_N - \omega_1}{2}.$$

Произведя аналогичные преобразования для квадратурной составляющей гетеродина, после фильтрации суммарных гармоник и задержки сигнала на τ , получим

$$U_3(t - \tau) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \left[a_i \sin(\omega_g - \omega_i)(t - \tau) + b_i \cos(\omega_i - \omega_g)(t - \tau) \right].$$

Аналогично сигналу $U_2(t - \tau)$ ширина спектра сигнала $U_3(t - \tau)$ также стала равна $(\omega_N - \omega_1)/2$. Таким образом, вместо исходного сигнала с шириной спектра $\omega_N - \omega_1$ получаем два квадратурных узкополосных видеосигнала, каждый из которых задержан на время τ и имеет в два раза более узкую полосу. Легко показать, что с помощью этих двух более узкополосных сигналов можно снова *однозначно* восстановить исходный сигнал. Умножим сигнал $U_2(t - \tau)$ на тот же сигнал гетеродина, который использовали при переносе спектра вниз, но сдвинутый по фазе на угол $\varphi = -\omega_g \tau$, что эквивалентно задержке гетеродинного сигнала на время τ , т.е. на $U_2(t - \tau) -$ на $\cos[\omega_g(t - \tau)]$, а $U_3(t - \tau) -$ на $\sin[\omega_g(t - \tau)]$.

Произведя необходимые преобразования для сигнала $U_2(t - \tau)\cos[\omega_g(t - \tau)]$, получим

$$U_4(t-\tau) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i \left[\cos(2\omega_g - \omega_i)(t-\tau) + \cos \omega_i(t-\tau) \right] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N b_i \left[\sin \omega_i(t-\tau) - \sin(2\omega_g - \omega_i)(t-\tau) \right] \right\}$$

Аналогичные преобразования проведем и для сигнала $U_3(t-\tau) \sin[\omega_g(t-\tau)]$:

$$U_5(t-\tau) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N -a_i \left[\cos(2\omega_g - \omega_i)(t-\tau) - \cos \omega_i(t-\tau) \right] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N b_i \left[\sin(2\omega_g - \omega_i)(t-\tau) + \sin \omega_i(t-\tau) \right] \right\}$$

Сложим два сигнала $U_4(t-\tau)$ и $U_5(t-\tau)$, и после упрощения получим

$$U_6(t-\tau) = U_4(t-\tau) + U_5(t-\tau) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N [a_i \cos \omega_i(t-\tau) + b_i \sin \omega_i(t-\tau)] = U_0(t-\tau)$$

Как видно, выражение $U_6(t-\tau)$ ничем не отличается от выражения $U_0(t)$, за исключением задержки на τ и постоянного множителя $1/2$, что вполне естественно, т.к. при квадратурном гетеродинировании исходного сигнала с помощью частоты ω_g отфильтруем ровно половину спектральных составляющих, представленных в суммарных гармониках $(\omega_i + \omega_g)$.

Частным случаем такого преобразования может быть восстановление исходного сигнала на нулевой несущей. Действительно, если частоту гетеродина при переносе спектра исходного сигнала вниз принять равной $\omega_{g1} = (\omega_N + \omega_1)/2$, а при восстановлении $\omega_{g2} = (\omega_N - \omega_1)/2$ с начальным сдвигом фазы на $-(\omega_N - \omega_1)\tau/2$, то

$$U_4(t-\tau) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{a_i}{2} \left[\cos(\omega_i - \omega_N)(t-\tau) + \cos(\omega_i - \omega_1)(t-\tau) \right] + \frac{b_i}{2} \left[\sin(\omega_i - \omega_N)(t-\tau) + \sin(\omega_i - \omega_1)(t-\tau) \right] \right\}$$

Аналогично для сигнала $U_5(t-\tau)$:

$$U_5(t-\tau) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{-a_i}{2} \left[\cos(\omega_i - \omega_N)(t-\tau) - \cos(\omega_i - \omega_1)(t-\tau) \right] + \frac{b_i}{2} \left[\sin(\omega_i - \omega_1)(t-\tau) - \sin(\omega_i - \omega_N)(t-\tau) \right] \right\}$$

После сложения сигналов $U_4(t-\tau)$ и $U_5(t-\tau)$, получим:

$$U_6(t-\tau) = U_4(t-\tau) + U_5(t-\tau) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N [a_i \cos(\omega_i - \omega_1)(t-\tau) + b_i \sin(\omega_i - \omega_1)(t-\tau)]$$

Как видно, выражение $U_6(t-\tau)$ ничем не отличается от выражения $U_0(t)$, за исключением постоянного множителя $1/2$, задержки на τ и смещением всех составляющих спектра на одну и ту же частоту ω_1 . Следовательно, и в этом случае сохраняется спектр исходного сигнала, но только он смещен в область нулевых частот. Другими словами, радиосигнал преобразуется в видеосигнал, состоящий, в свою очередь, из двух более узкополосных видеосигналов.

Структурная схема устройства для случая переноса задержанного исходного сигнала на любую промежуточную частоту, в том числе и на нулевую, представлена на рис. 2.

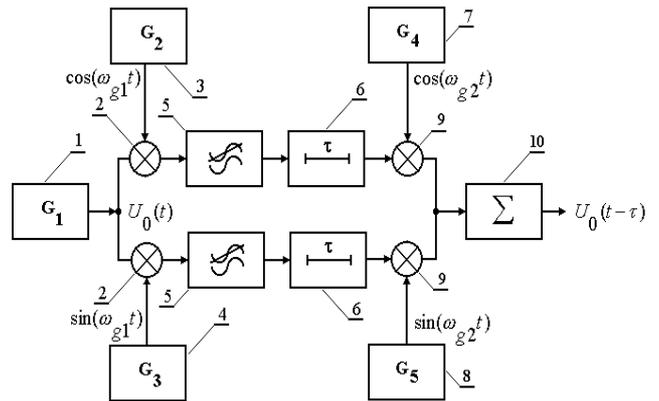


Рис. 2. Структурная схема устройства для переноса задержанного исходного сигнала на любую промежуточную частоту: 1 – генератор исходного сигнала $U_0(t)$; 2, 9 – смесители; 3, 4 – квадратурные гармонические генераторы гетеродинных сигналов для понижения частоты; 5 – фильтры нижних частот; 6 – линии задержки; 7, 8 – квадратурные гармонические генераторы гетеродинных сигналов для переноса на промежуточную частоту; 10 – сумматор

Моделирование метода преобразований

В качестве иллюстрации приведенных выше выводов на рис. 3 – 12 представлены результаты компьютерного моделирования для финитных ЛЧМ и шумового радиосигналов.

На рис. 3 представлен ограниченный по спектру ЛЧМ радиосигнал с периодом повторения T , а на рис. 4 – нормированная огибающая его спектра. На этих и последующих рисунках сплошной линией (trace 1) изображен исходный сигнал, а штриховой (trace 2) – восстановленный после преобразований над ним в соответствии с изложенным выше процессом. Для упрощения сравнения, время задержки сигнала τ выбрано равным нулю.

На рис. 5 проиллюстрировано преобразование исходного спектра ЛЧМ-сигнала (2) с помощью монохроматического гетеродина (3), частота которого умышленно выбрана несколько отличающейся от средней частоты исходного спектра ЛЧМ-сигнала, в две боковые полосы – нижнюю и верхнюю. Видно, что верхняя боковая полоса имеет ту же форму и ширину спектра, что и исходный спектр, а нижняя боковая полоса имеет уже другую форму и меньшую ширину спектра, так как произошла свертка спектра нижней боковой полосы вокруг нуля. Так как частота гетеродина была выбрана несколько отличной от средней частоты исходного спектра ЛЧМ-сигнала, то естественно ширина свернутого спектра нижней боковой полосы будет несколько шире, чем при точном выборе частоты гетеродина равной $\omega_g = (\omega_N + \omega_1)/2$. Как уже указывалось ранее, верхняя боковая полоса отфильтровывается простейшими фильтрами.

Для удобства сравнения временных реализаций, исходный спектр ЛЧМ-сигнала был также преобразован другим гетеродином, частота которого значительно превышала верхнюю частоту спектра исходного сигнала, что показано на рис. 6. Верхняя боковая полоса (4) также отфильтровывалась. Таким образом, был получен ЛЧМ-видеосигнал, на фоне

которого очень хорошо видны деформации сигнала нижней боковой полосы, спектр которого свернут вокруг нуля. Естественно, огибающая спектра (1) ЛЧМ-видеосигнала совпадает с огибающей исходного сигнала и ширины этих спектров одинаковы.

На рис. 7 показан ЛЧМ-видеосигнал (а) и квадратурные составляющие свернутого ЛЧМ-сигнала (b и c). Хорошо видно, что квадратурные сигналы стали с более медленными изменениями, а значит и более узкополосными, что иллюстрируется рис. 8, на котором представлены соответствующие этим сигналам нормированные спектры.

Обратное квадратурное преобразование свернутых сигналов полностью восстанавливает и форму, и спектр исходного сигнала, что показано соответственно на рис. 5 и 6 (пунктирная линия – trace 2). Наиболее вероятное применение предложенного преобразования — для шумовых и псевдошумовых сигналов с полосой более нескольких сот МГц. Для таких широких полос сигнала современная элементная база, на которой строятся цифровые линии задержки, либо отсутствует либо работает на пределе своих возможностей по быстродействию. Кроме того, в силу своей специфичности, она достаточно дорога и энергоемкая. В связи с этим, предложенные преобразования могут явиться в одних случаях более дешевой и простой альтернативой, а в других – возможно, единственным решением.

На рис. 9 – 12 проиллюстрированы аналогичные преобразования для случайной выборки шумового сигнала с временем выборки T .

Их анализ показывает, что предложенные преобразования одинаково успешно можно применять как для детерминированных, так и для случайных сигналов.

Заключение

Таким образом, можно сделать вывод, что предложенные преобразования позволяют разделить ограниченный спектр исходного сигнала на две части, каждая из которых имеет спектр в два раза более узкий исходного, произвести их задержку, например,

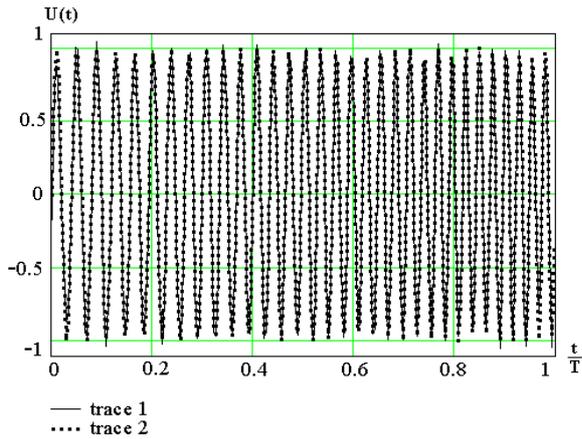


Рис. 3. ЛЧМ-сигнал:
trace 1 – исходный ЛЧМ-сигнал;
trace 2 – восстановленный ЛЧМ-сигнал

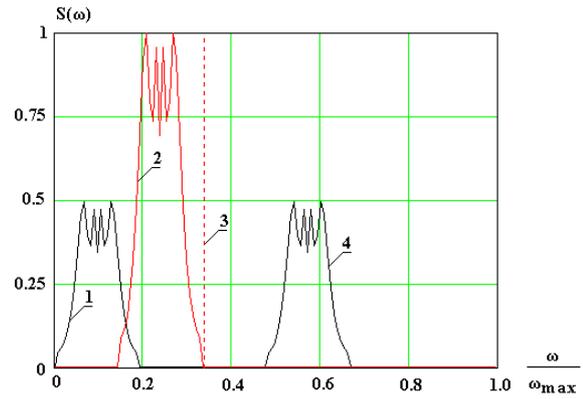


Рис. 6. Преобразование ЛЧМ-сигнала:
1 – нижняя боковая полоса преобразованного сигнала (ЛЧМ-видеосигнал), 2 – спектр исходного ЛЧМ-сигнала, 3 – гетеродин, 4 – верхняя боковая полоса преобразованного сигнала

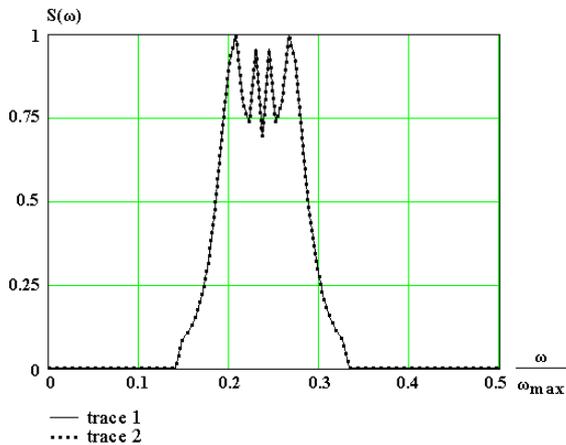


Рис. 4. Нормированная огибающая сигнала:
trace 1 – спектр исходного ЛЧМ-сигнала;
trace 2 – спектр восстановленного ЛЧМ-сигнала

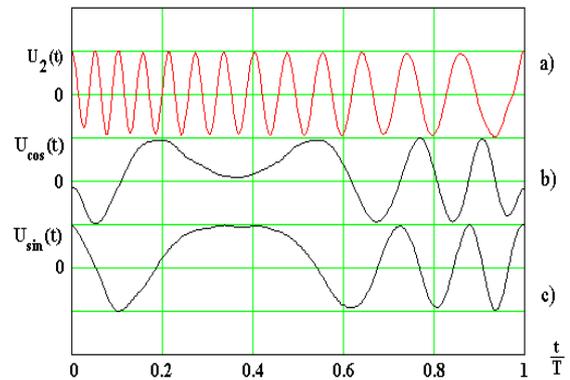


Рис. 7. ЛЧМ-сигнал:
a – исходный ЛЧМ-видеосигнал;
b, c – квадратурные составляющие свернутого ЛЧМ-сигнала

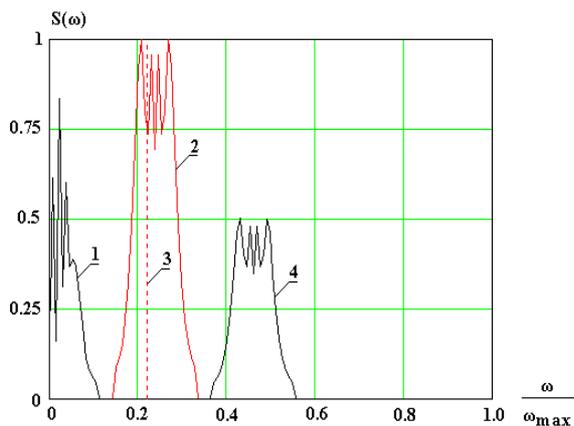


Рис. 5. Преобразование ЛЧМ-сигнала:
1 – нижняя боковая полоса преобразованного сигнала (свернутый ЛЧМ-сигнал); 2 – спектр исходного ЛЧМ-сигнала; 3 – гетеродин; 4 – верхняя боковая полоса преобразованного сигнала

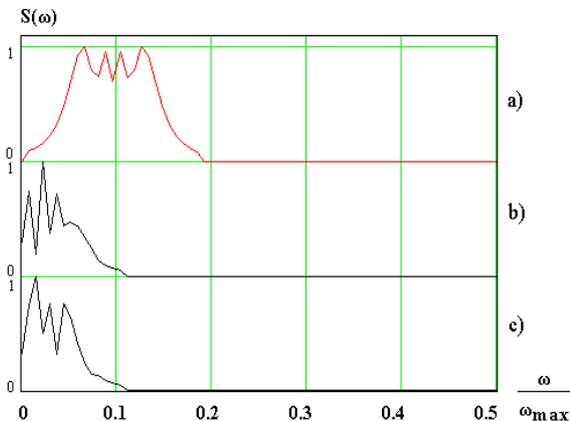


Рис. 8. Спектры ЛЧМ-сигнала:
a – исходного ЛЧМ-видеосигнала;
b, c – квадратурных составляющих свернутого ЛЧМ-сигнала

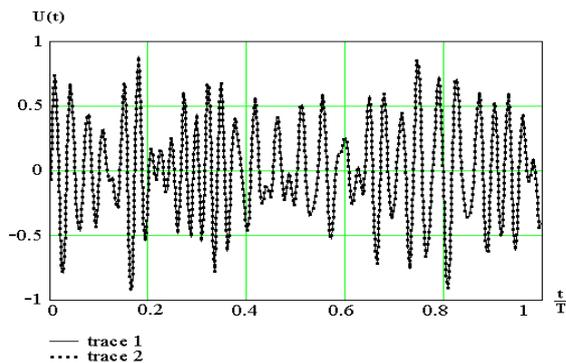


Рис. 9. Сигнал случайной выборки:
trace 1 – исходный шумовой сигнал;
trace 2 – восстановленный шумовой сигнал

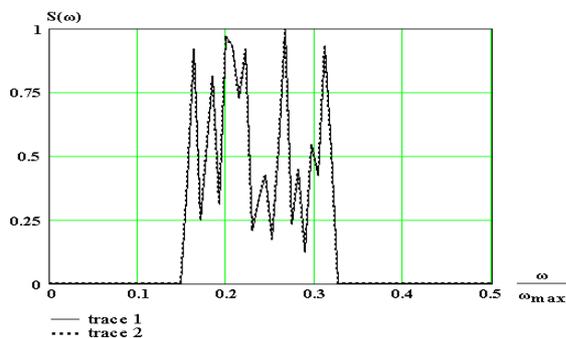


Рис. 10. Нормированная огибающая сигнала:
trace 1 – спектр исходного шумового сигнала;
trace 2 – спектр восстановленного шумового сигнала

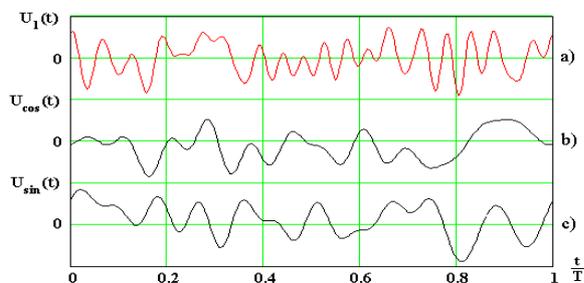


Рис. 11. Составляющие сигнала выборки T :
a – шумовой видеосигнал; b, c – квадратурные
составляющие свернутого шумового сигнала

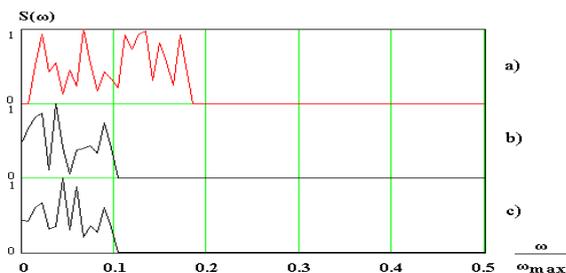


Рис. 12. Спектры сигналов выборки T :
a – шумового видеосигнала, b, c – квадратурных
составляющих свернутого шумового сигнала

с помощью цифровой линии задержки, а в дальнейшем произвести обратное преобразование этих двух составляющих снова в исходный сигнал с тем же спектром, и, таким образом, однозначно восстановить исходный сигнал.

Важно отметить, что для этих преобразований используются простейшие элементы - смесители, гармонические гетеродинные генераторы, простейшие фильтры нижних частот, гармонические фиксированные фазовращатели, простые сумматоры.

Важным преимуществом предложенного преобразования является возможность восстановления исходного сигнала с тем же спектром, но на другой несущей частоте.

Литература

1. Lukin K.A. Noise Radar Technology for Short Range Applications // Proc. of the 5-th Int. Conference and Exhibition on Radar Systems, (RADAR99), Brest, France. – 1999. – P. 105-110.
2. Lukin K.A. Millimeter Wave Noise Radar Applications: Theory and Experiment // Proc. of the MSMW 2001 Symposium, Kharkiv, Ukraine. – 2001. –V. 1. – P. 68-73.
3. Lukin K.A., Alexandrov Yu.A., Mogyla A.A. Fast correlator for coherent reception of noise radar return in real time scale // Proc. of the First International Workshop on the Noise Radar Technology, Yalta, Ukraine. – 2002. – P. 157-164.
4. Lukin K.A., Mogyla A.A., Shiyan Yu.A. Reception of Noise Radar Returns by the relay type correlation receiver // Proc. of the First International Workshop on the Noise Radar Technology, Yalta, Ukraine. – 2002. – P. 256-263.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Сов. радио. 1971. – 672 с.

Поступила в редакцию 8.02.2006

Рецензент: канд. техн. наук, доцент А.И. Тыртышников, Полтавский военный институт связи, Полтава.