

ФОРМИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ С КОМБИНИРОВАННОЙ ФАЗОВО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

При разработке метода передачи информации особое место занимает проблема получения модулированных колебаний — первичная в данной общей задаче [1; 3]. Для дискретных сигналов с цифровой фазово-частотной модуляцией (ФЧМ) [1; 2] этот вопрос изучен недостаточно, поэтому целью настоящей работы является исследование возможных способов формирования указанных колебаний и реализующих их средств.

Согласно работе [2] полосно-эффективный ФЧМ-сигнал с модуляционным форматом kf , lf есть линейное инерционное преобразование билинейной формы от синхронных l -позиционного ФМ-сигнала $x_{\text{ФМ}}^{(l)}(t)$ и узкополосного k -позиционного ЧМ-сигнала с непрерывной фазой $y_{\text{ЧМ}}^{(k)}(t)$:

$$z_{\text{ФЧМ}}^{(kl)}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \tau) x_{\text{ФМ}}^{(l)}(\tau) y_{\text{ЧМ}}^{(k)}(\tau) d\tau. \quad (1)$$

Здесь $h(\cdot)$ — ядро линейного интегрального оператора одномерной свертки, характеризующего данное линейное инерционное преобразование билинейной формы. Вводя естественное предположение об узкополосности по отношению к несущей или, точнее, центральной частоте и, следовательно, об аналитичности модулированных колебаний $x(\cdot)$, $y(\cdot)$ и $z(\cdot)$, из формулы (1) для определения ФЧМ-сигнала получаем следующие свойства последнего.

Огибающая ФЧМ-сигнала $r_z(\cdot)$ равна произведению огибающих перемножаемых ФМ- $[r_x(\cdot)]$ - и ЧМн- $[r_y(\cdot)]$ -сигналов:

$$r_z(t) = r_x(t) r_y(t). \quad (2)$$

Спектр ФЧМ-сигналов $S_z(\cdot)$ равен свертке спектров перемножаемых ФМ- $[S_x(\cdot)]$ - и ЧМн- $[S_y(\cdot)]$ -сигналов:

$$S_z(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(u) S_y(\omega - u) du. \quad (3)$$

Полная фаза ФЧМ-сигнала $\Phi_z(\cdot)$ равна сумме полных фаз перемножаемых ФМ- $[\Phi_x(\cdot)]$ - и ЧМн- $[\Phi_y(\cdot)]$ -сигналов:

$$\Phi_z(t) = \Phi_x(t) + \Phi_y(t). \quad (4)$$

Из формулы (1) вытекает и наиболее очевидный прямой метод формирования рассматриваемой разновидности ФЧМ-сигналов, заключающийся в перемножении исходных ФМ- и ЧМн- сигналов с последующей фильтрацией результирующего колебания фильтром нижних (ФНЧ) или, лучше, верхних (ФВЧ) частот. В первом случае выделяется сигнал с разностной $f'_z = |f_x - f_y|$, во втором — с суммарной $f''_z = f_x + f_y$ центральной частотой, где f_x, f_y — несущие частоты ФМ- и ЧМн-сигналов. Отметим необходимость обеспечения строгой синхронности перемножения ФМ- и ЧМн-колебаний, поскольку в противном случае на приемной стороне будут иметь место заметные потери энергии обрабатываемого ФЧМ-сигнала, пропорциональные в первом приближении отношению погрешности взаимной синхронизации фазового и частотного подканалов модема к длительности тактового интервала T . Тогда упрощенную функциональную схему ФЧМ-модулятора, реализующего описанный выше метод формирования ФЧМ-сигналов, представим в виде, показанном на рис. 1.

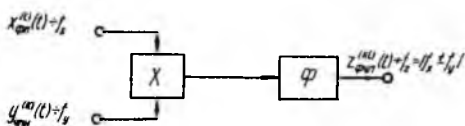


Рис. 1

Здесь символ Φ означает указанный ранее ФНЧ или ФВЧ. Добавим, что чем выше несущая частота информационных сигналов, тем заметнее влияние ошибок тактовой синхронизации на качество когерентной обработки принимаемых модулированных колебаний (при фиксированной стабильности частоты синхрогенераторов и неизменной точности функционирования систем тактовой синхронизации) [1; 3]. Поэтому несущие частоты манипулируемых сигналов в ФЧМ-модуляторе целесообразно выбирать наиболее низкими и равными в предельном случае тактовой частоте, увеличенной не менее чем в 5—10 раз. Учитывая свойство (3) ФЧМ-сигналов, утверждаем, что предпочтительнее прямоугольная форма символов исходных ФМ- и ЧМн-сигналов, так как при синхронном перемножении последних только здесь форма и длительность символов результирующего ФЧМ-колебания остаются неизменными. Это означает также нецелесообразность предварительной

фильтрации исходных ФМ- и ЧМн-сигналов до их перемножения, поскольку в данном случае неизбежны искажение формы их символов и расширение диапазона изменений огибающих $r_y(\cdot)$, особенно $r_x(\cdot)$ [1; 3]. Можно строго доказать, что только при синхронном перемножении нефильтрованных ФМ- и ЧМн-колебаний с прямоугольной формой символов сохраняется прямоугольная форма символов результирующего ФЧМ-сигнала с одновременной реализацией минимально возможной ширины спектра последнего и максимально достижимой степени постоянства его огибающей (см. свойство (2) ФЧМ-сигналов).

Анализ описанного прямого метода формирования ФЧМ-сигналов свидетельствует о простоте схемы модулятора (см. рис. 1), реализующего данный метод. В то же время существуют трудности аппаратурной реализации высокоточного перемножителя широкополосных ФМ- и ЧМн-сигналов. Это особенно заметно при высокоскоростной передаче дискретных сообщений со значительной шириной информационной полосы частот модулированных колебаний [2; 3]. Наблюдается определенное ухудшение флюктуационных характеристик формируемых прямым методом ФЧМ-сигналов, что обуславливает уменьшение точности восстановления несущих и снижение качества когерентной обработки рассматриваемых информационных сигналов с комбинированной ФЧМ-модуляцией на приемной стороне. Докажем это, применив свойство (4) ФЧМ-колебаний, и запишем общее аналитическое соотношение для выходного сигнала ФЧМ-модулятора (рис. 1), реализующего прямой метод формирования модулированных колебаний данного вида. При этом в целях конкретизации введем предположение об использовании ФВЧ в качестве выходного фильтра рассматриваемого ФЧМ-модулятора, что не снижает общности дальнейших рассуждений. Используя известные формулы для записи исходных перемножаемых ФМ- и ЧМн-сигналов [3], окончательно получаем

$$z_{\text{ФЧМ}}^{(kl)}(t) = \frac{K}{2} U_x U_y \cos \left\{ (\omega_x + \omega_y)t + \frac{1}{T} a_n \pi \mu(a_n) [t - (n-1)T] + \sum_{i=1}^{n-1} a_i \pi \mu(a_i) + b_n \Delta\varphi + \varphi_x + \varphi_y \right\}. \quad (5)$$

Здесь K — коэффициент передачи каскадного соединения реальных перемножителя и ФВЧ ($0 < K \leq 1$ [3]); U_y (U_x), ω_y (ω_x), φ_y (φ_x) — амплитуда, круговая несущая частота и начальная фаза исходного ЧМн- (ФМ)-сигнала; n — номер текущего символа с начала сеанса связи; a_n , b_n — значение текущего информационного символа соответственно по частотной и фазовой модулируемым координатам ФЧМ-сигнала, причем $a_n = 0; \pm 1; \pm 2; \dots; \pm [(k-1)/2]$ для нечетных k или $a_n = \pm 1; \pm 2; \dots; \pm [k/2]$, для четных k и $b_n = 0; 1; \dots; (l-1)$; $\Delta\varphi$ — минимальный информационный сдвиг фазы, $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{l}$; $\mu(a_n)$ — текущее значение коэффициента частотной модуляции, характеризующее сдвиг соответствующей символу a_n информационной частоты от несущей, отнесенную к полутактовой частоте, или значение набега фазы этой информационной частоты за длительность такта T относительно набега фазы несущей либо центральной частоты.

Из общей формулы (5) следует, что амплитуда выходного сигнала ФЧМ-модулятора данного типа $U_z = KU_x U_y / 2$ на 6 дБ и более меньше максимально возможного $U_{z_{\max}} = U_x U_y$ уровня, что при фиксированной мощности шумов обуславливает заметное снижение отношения сигнал-шум на выходе модулятора. Кроме того, поскольку φ_x, φ_y — случайные и в общем случае взаимно независимые функции времени, из соотношения (5) вытекает, что фазовые флуктуации формируемых прямым методом ФЧМ-сигналов существенно больше, чем соответствующие шумы исходных перемножаемых ФМ- и ЧМ-сигналов. Это приводит к снижению качества когерентной обработки ФЧМ-сигналов на приемной стороне (см. выше) и к определенному возрастанию средней вероятности ошибки. Следовательно, область практического использования ФЧМ-модуляторов первого типа (рис. 1) реально ограничена лишь частными случаями сравнительно низкоскоростной передачи дискрет-

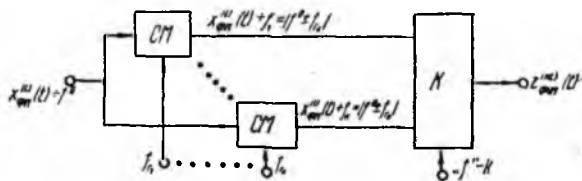


Рис. 2

ных сообщений с относительно невысокими требованиями к качеству приема цифровой информации.

Теоретический и практический интерес представляют разработка и исследование косвенных методов формирования ФЧМ-сигналов. Из формул (1), (5) следует, что, по-видимому, наиболее рационален в прикладном отношении косвенный метод формирования ФЧМ-сигнала с модуляционным форматом $kf - lf$. Он заключается в когерентном переносе спектра сформированного предварительно l -позиционного ФМ-сигнала одновременно на все синфазные между собой высокостабильные квазигармонические колебания с различными информационными значениями их центральных частот и при последующем подключении на выход данного ФЧМ-модулятора одного из сформированных указанным выше образом разночастотных ФМ-сигналов в соответствии с законом модулирующей f -последовательности. Другой практически предпочтительный косвенный метод формирования ФЧМ-сигналов отличается от первого тем, что совокупность k разночастотных ФМ-колебаний образуется путем синхронной l -позиционной фазовой модуляции одновременно всех k описанных ранее высокостабильных и синфазных между собой квазигармонических сигналов с различными информационными значениями их центральных частот, т. е. наложением данной ФМ на рассматриваемые квазигармонические колебания. Тогда упрощенные функциональные схемы ФЧМ-модуляторов, реализующие данные косвенные методы формирования ФЧМ-сигналов, имеют вид, как показано на рис. 2, 3. Здесь СМ — понижающий или, лучше, повышающий смеситель; К — коммутатор аналоговых сигналов с цифровым управлением; ФМ — фазовый модулятор (точнее манипу-

лятор) дискретных сигналов. Очевидно, что в принципиальном отношении оба косвенных метода эквивалентны, поэтому целесообразность практического использования одного из них определяется реальными возможностями его аппаратурной реализации для каждой конкретной ситуации. В частности, при высокоскоростной передаче цифровой информации реализация совокупности синхронно работающих быстродействующих фазовых манипуляторов представляется обычно несколько проще, чем создание соответствующей совокупности идентичных широкополосных смесителей [3]. Изображенная на рис. 2 схема ФЧМ-модулятора характеризуется и повышенными по сравнению со схемой рис. 3 требованиями к синхронности осуществления ФМ и ЧМ; в последнем устройстве обе эти операции могут быть выполнены строго одновременно в едином коммутаторе с $(k \cdot l)$ сигнальными и одним управляющим входами и одним выходом. Этим и обусловлена

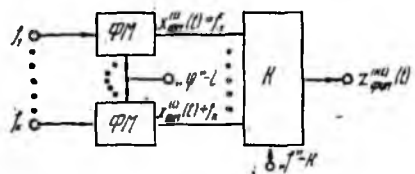


Рис. 3



Рис. 4

предпочтительность практического применения второго косвенного метода формирования ФЧМ-сигналов (рис. 3) для высокоскоростных систем цифровой передачи дискретных сообщений. Несмотря на некоторое усложнение ФЧМ-модуляторов, реализующих косвенные методы, по сравнению с представленным на рис. 1 устройством, эти методы в значительной мере свободны от недостатков, принципиально присущих прямому методу формирования ФЧМ-сигналов.

В заключение рассмотрим вопрос о построении источников синфазных (без разрыва фазы) высокостабильных квазигармонических колебаний с различными информационными значениями их центральных частот. На практике требуется сравнительно небольшое, как правило, количество данных колебаний ($k = 2 \div 4$ для реальных ФЧМ-сигналов с реализуемыми модуляционными форматами [2]). Поэтому можно утверждать о нецелесообразности использования как источников достаточно сложных и весьма инерционных синтезаторов частоты с кольцами фазовой автоподстройки [1]. Предпочтительнее применение многочастотных и прежде всего кварцевых автогенераторов, собранных на одном активном элементе и обеспечивающих возможность формирования одновременно нескольких высокочастотных колебаний без разрыва фазы [4]. При этом учитывается различная, как правило, степень влияния внешних факторов и в первую очередь температурных изменений на характеристики данных колебаний и, следовательно, необходимость практического использования дополнительных мер защиты от воздействия указанных дестабилизирующих факторов. Отсюда следует, что в некоторых практически важных случаях целесообразнее использовать источники нескольких одно-

временно действующих разночастотных синфазных колебаний, основанные на соответствующих когерентных преобразованиях спектра выходного сигнала высокостабильного одночастотного автогенератора.

На рис. 4 представлена функциональная схема когерентного источника двух синфазных и одновременно действующих высокостабильных квазигармонических колебаний с различными значениями их центральных частот. Здесь КГ — одночастотный высокостабильный кварцевый автогенератор; ПЧ — преобразователь частоты; $\Phi(-)$, $\Phi(\Sigma)$ — фильтры разностной и суммарной частот.

Учитывая сравнительную простоту и достаточно высокую эффективность предложенных в настоящей работе косвенных методов формирования дискретных ФЧМ-сигналов, представляется целесообразным рекомендовать их для широкого практического использования в современных и, особенно, перспективных системах высокоскоростной передачи цифровой информации.

Список литературы: 1. *Частотно-фазовые модемы* / Г. Ф. Витер, Л. Д. Кравченко, М. М. Маргиев, В. В. Швыдкий. — К.: Техніка, 1983. — 118 с. 2. *Иванов М. А., Макаренко Б. И., Яковлев И. А. Фазово-частотная модуляция дискретных сигналов* // Радиотехника. — 1985. — № 11. — С. 62—65. 3. *Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь* / Пер. с англ. под ред. В. В. Маркова. — М.: Связь, 1979. — 592 с. 4. *Альтшуллер Г. Б., Елфимов Н. Н., Шакулин В. Г. Кварцевые генераторы: Справ. пособие.* — М.: Радио и связь, 1984. — 232 с.

Поступила в редколлегию 20.11.86