

2. Рабинович Е. В. Применение метода расщепления для таблично-операционного воспроизведения функций нескольких переменных.—Новосибирск, 1987.—Деп. в ВИНТИ 27.04.87, № 2390-В87.

Поступила в редакцию 28 сентября 1992 г.

УДК 621.317.36

Э. К. Скворцов, М. П. Цапенко

(Новосибирск)

### ФАЗОЧАСТОТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДВОИЧНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Рассмотрены способы измерения фазового сдвига, суммарной и разностной частот и частот двоичных импульсных последовательностей. Эти способы основаны на использовании предложенного фазочастотного преобразования. Показаны особенности измерения с их помощью перемещений.

Двоичными импульсными сигналами, широко используемыми в информационной технике, называются сигналы, принимающие значения 1 или 0 и имеющие информативные параметры, связанные с длительностью импульсов и с их расположением во времени или в пространстве.

Периодические двоичные импульсные сигналы  $v(t)$  (рис. 1, а) обладают постоянным периодом  $T$ , могут быть меандром (рис. 1, а) со скважностью 1/2 или иметь иное соотношение между длительностью импульса и периодом (рис. 1, б). Непериодические двоичные импульсные сигналы содержат различное количество импульсов (пауз) в единице времени или пространства (рис. 1, с). Такие сигналы характеризуются обобщенной частотой — частотой, которая определяется как половина фронтов и срезов сигнала за единицу времени (в единице пространства).

Двоичные импульсные сигналы (рис. 2, а) после дискретизации по времени или пространству могут быть представлены в виде двоичных импульсных последовательностей (ДИП) (рис. 2, б). Наиболее часто дискретизация осуществляется равномерно, когда значения сигнала фиксируются через постоянный интервал времени. При этом продолжительность выделенных дискрет-импульсов с единичной амплитудой выбирается достаточной для уверенного их восприятия. Совокупность последовательно расположенных дискрет относится к импульсу, имеющему один фронт (переход от 0 к 1) и один срез (переход от 1 к 0). Количество фронтов и срезов и их расположение во времени (пространстве) полностью описывает ДИП.

Частота дискретизации  $f_d$  должна быть такой, чтобы в ДИП были представлены наименьшие по длительности импульсы двоичного импульсного сигнала. Если длительность таких импульсов не меньше  $T_{\min}$  и, следовательно, частота сигнала ограничена величиной  $\frac{1}{T_{\min}} \leq \frac{1}{2} f_d$ , то в ДИП могут быть сохранены все

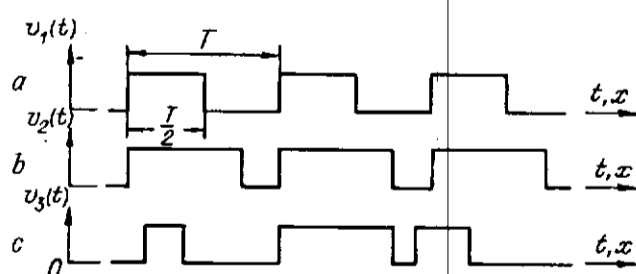


Рис. 1

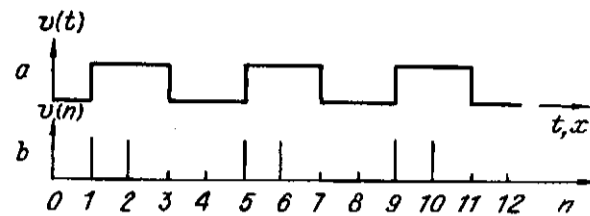


Рис. 2

импульсы двоичного импульсного сигнала. Это представляется обобщением теоремы Котельникова на сигналы, характеризуемые частотами. Однако при измерении длительностей импульсов с высокой точностью необходимо выбирать интервал дискретизации намного меньше определенного по теореме Котельникова.

Нужно подчеркнуть, что при получении ДИП с равномерной дискретизацией производится очень важная операция, эквивалентная квантованию сигнала по уровню при аналого-цифровом преобразовании.

ДИП используются для описания и анализа сигналов с частотно-импульсной и широтно-импульсной модуляциями, над ними выполняются разнообразные функциональные преобразования (логарифмирование, умножение, деление и т. д.). Методы и средства таких преобразований довольно широко рассмотрены в литературе.

Большое значение для информационной техники имеют взаимные преобразования и методы оценки характеристик двух ДИП. При этом используются операции суммирования их дискрет по модулю 2:  $v_1(n) \oplus v_2(n)$ , умножения по модулю 2:  $v_1(n) \otimes v_2(n)$ , выполняемые по правилам

$$1 \oplus 1 = 0 \oplus 0 = 0 \text{ и } 1 \oplus 0 = 0 \oplus 1 = 1,$$

$$1 \otimes 1 = 1 \text{ и } 1 \otimes 0 = 0 \otimes 1 = 0 \otimes 0 = 0,$$

а также счет дискрет.

Новые возможности в получении фазовых и частотных характеристик двух ДИП открываются при использовании предложенной в [1] операции, которая названа фазочастотным преобразованием. С ее помощью получают две вспомогательные ДИП, содержащие все данные о фронтах и срезах исходных ДИП. Выполнение фазочастотного преобразования (ФЧП) производится по следующему алгоритму:

$$h_1(n) = v_1(n) \oplus v_2(n - 1),$$

$$h_2(n) = v_1(n - 1) \oplus v_2(n), \quad n = \overline{0, N}.$$

Компоновать две ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  удобно, используя графические построения, показанные на рис. 3, а, при которых стрелками соединяются дискреты, суммируемые по модулю 2.

Предложена [2] также разновидность фазочастотного преобразования, которую будем называть ФЧП с поочередной дискретизацией сигналов. Это преобразование выполняется над ДИП  $v_1(n)$  и  $v_2(n)$  по алгоритму (рис. 3, б):

$$h_1(n) = v_1(n) \oplus v_2(n - 1), \quad n \text{ нечетное,}$$

$$h_2(n) = v_1(n) \oplus v_2(n + 1), \quad n \text{ четное.}$$

Заметим, что выделение фронтов и срезов происходит последовательно. Операции суммирования по модулю 2 и сдвига сигналов во времени при выполнении ФЧП являются линейными, что дает ряд преимуществ с точки зрения помехозащищенности систем с применением ФЧП, а также удобно при

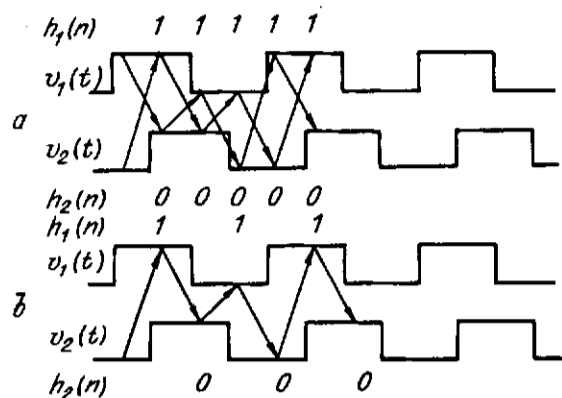


Рис. 3

анализе их работы. Реализация этих операций возможна на стандартных двоичных логических элементах.

На рис. 4 представлен один из вариантов устройства для выполнения ФЧП. Двоичные импульсные сигналы  $v_1(t)$  и  $v_2(t)$  подаются на входы устройства. С помощью генератора  $G$  и  $D$  триггеров  $T_1$  и  $T_2$  производятся дискретизация сигналов и преобразование их в ДИП  $v_1(n)$  и  $v_2(n)$ . Триггеры  $T_3$  и  $T_4$  запоминают дискреты до следующего момента дискретизации. На выходах сумматоров по модулю 2 — элементах  $C_1$  и  $C_2$  — формируются ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$ . Для того чтобы исключить из последовательностей  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  одновременно появляющиеся единичные значения, в устройство включены сумматор по модулю 2  $C_3$  и два элемента ЗИ-НЕ  $I_1$  и  $I_2$ . Инверсный сигнал от генератора  $G$  необходим для стробирования.

Для анализа и проектирования устройств, основанных на применении ФЧП, имеется подходящий математический аппарат — дискретное преобразование Лапласа — Галуа, начала которого изложены, например, в [3]. Непосредственное приложение преобразования Лапласа — Галуа к анализу алгоритмов обработки сигналов с использованием ФЧП имеется в принятой к печати рукописи книги авторов «Измерительные средства с фазочастотным преобразованием». Остановимся на методах формирования сигналов, являющихся функциями двух ДИП и позволяющих выполнить измерения их параметров. К таким параметрам относятся в первую очередь фазовые сдвиги, разностные частоты и частоты, а также их знаки, суммарные частоты.

**Формирование сигнала фазового сдвига.** При измерении фазового сдвига в заданном динамическом диапазоне и с заданной точностью интервал дискретизации должен быть выбран таким, чтобы обеспечить получение до-

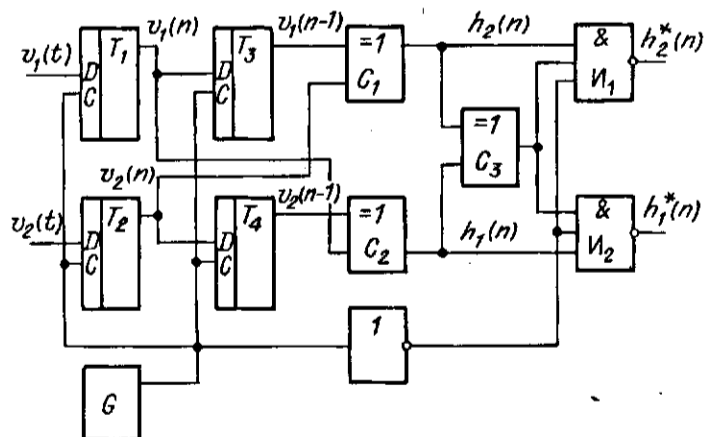


Рис. 4

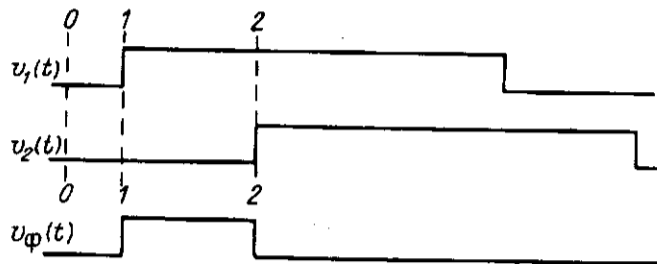


Рис. 5

статочного количества дискрет. Сигнал фазового сдвига между двоичными импульсными сигналами типа меандров одинаковой частоты (рис. 5) может формироваться после момента времени  $(0-0)$ , выбранного, например, в паузах  $v_1(t)$  и  $v_2(t)$ . Начало импульса сигнала фазового сдвига  $(1-1)$  формируется при появлении фронта  $v_1(t)$  или  $v_2(t)$ , а срез  $(2-2)$  — фронта  $v_2(t)$  или  $v_1(t)$ , что можно получить суммированием по модулю 2 значений этих сигналов. Длительность сформированного импульса может быть оценена количеством входящих в него дискрет.

Выявление фронта и среза сигнала фазового сдвига  $v_\phi(n)$  может быть осуществлено и при использовании ФЧП. На рис. 6 показано применение ФЧП к таким же сигналам, что и на рис. 5, в результате чего получены ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$ . Повторно применяя ФЧП уже к ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$ , получим еще две ДИП —  $h_3(n)$  и  $h_4(n)$ , которые на рис. 6 записаны сверху и снизу временной диаграммы. Две единицы подряд в  $h_3(n)$  соответствуют переходу через фронт (или срез) сигнала  $v_1(n)$ , и соответственно две единицы подряд в  $h_4(n)$  указывают на переход через фронт (срез) сигнала  $v_2(n)$ .

С целью получения более точных результатов можно произвести измерение фазового сдвига за несколько периодов. Укажем также на возможность использования компенсационного варианта измерения фазового сдвига за счет задержки, опережающей ДИП, до тех пор, пока длительность импульса фазового сдвига не будет близкой к нулю.

Знак фазового сдвига легко может быть получен в результате однократного применения ФЧП к двоичным импульсным сигналам (см. рис. 6). После исключения из  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  одновременно появляющихся единичных значений дискреты-единицы остаются лишь в одной из последовательностей. Например, на рис. 6 сигнал  $v_2(t)$  имеет временную задержку относительно сигнала  $v_1(t)$ , которая измеряется фазовым сдвигом меньше  $\pi$ . Единичные значения при этом останутся лишь в  $h_1(n)$ , а во второй последовательности будут лишь нули. Если же фазовый сдвиг будет больше  $\pi$  (т. е. изменится знак фазового сдвига), то единичные значения останутся лишь в  $h_2(n)$ . Алгоритм определения знака фазового сдвига можно реализовать, если к выходам устройства на рис. 4 подключить входы R-S-триггера, выходной сигнал которого и будет указывать на знак фазового сдвига. Полученное таким образом устройство можно использовать для фазовой автоподстройки частоты.

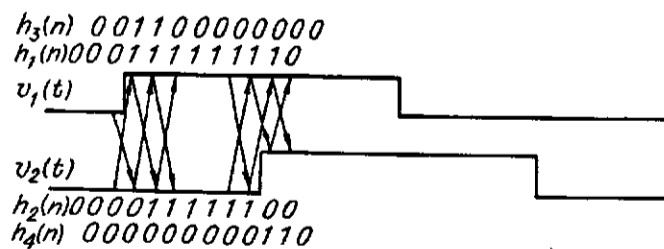


Рис. 6

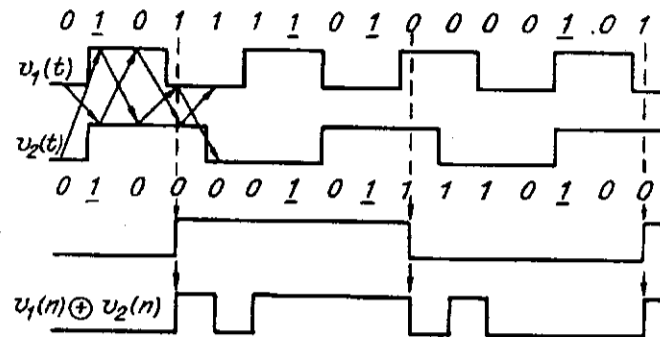


Рис. 7

Формирование сигнала разностной частоты. Сигнал разностной частоты можно рассматривать как сигнал знака фазового сдвига при различных частотах исходных двоичных импульсных сигналов-меандров (рис. 7). В этом смысле алгоритм формирования сигнала разностной частоты является обобщением алгоритма определения знака фазового сдвига. Действительно, применяя ФЧП к  $v_1(n)$  и  $v_2(n)$ , исключая одновременно появляющиеся единицы из  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$ , получим в этих последовательностях поочередно группы единиц, отражающие процесс изменения знака фазового сдвига, или, иначе, биения исходных сигналов. Алгоритм реализуется с помощью устройства для ФЧП с добавлением R—S-триггера на выходе, т. е. точно так, как и в случае определения знака фазового сдвига.

Знак разностной частоты определяется в момент формирования фронта сигнала разностной частоты в зависимости от суммы по модулю 2 значений сигналов  $v_1(n)$  и  $v_2(n)$ , как показано на рис. 7. Все известные алгоритмы определения знака разностной частоты основаны на получении и использовании двух сигналов разностной частоты, находящихся в квадратуре или с фазовым сдвигом, отличающимся от  $\pi/2$ . В рассматриваемом здесь алгоритме требуется только один сигнал разностной частоты, что упрощает измерительную систему. Доказательство алгоритма содержится в [4].

Устройство, формирующее сигнал разностной частоты с определением ее знака, представлено на рис. 8. Оно включает полностью устройство для ФЧП

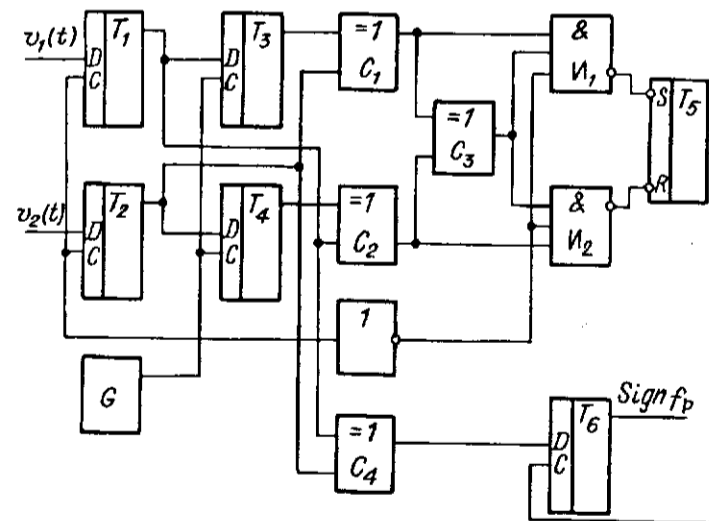


Рис. 8

по рис. 4 с добавлением  $R-S$ -триггера, четвертого сумматора по модулю 2 и  $D$ -триггера для формирования сигнала знака разностной частоты.

Заметим, что еще одним преимуществом рассмотренного алгоритма по сравнению с известными является его универсальность. Исходные двоичные импульсные сигналы могут иметь произвольное соотношение частот, практически любые скважности и вообще характеризоваться не частотами, а частотами, как, например, функции Уолша.

Для примера на рис. 7 взяты сигналы с периодами, равными  $4\Delta$  и  $6\Delta$ , где

Этот алгоритм определения знака разностной частоты позволяет осуществить одновременно частотную и фазовую автоподстройку частоты. Действительно, пусть на рис. 7 подстраиваемым сигналом будет  $v_1(t)$ . Тогда его частота должна при автоподстройке уменьшаться (согласно рис. 7) до тех пор, пока частоты двух сигналов не сравняются, что уже было показано на рис. 6. При равенстве частот двух сигналов перестанет формироваться сигнал разностной частоты и, следовательно, корректироваться сигнал знака разностной частоты, т. е. будет сохраняться значение сигнала знака разностной частоты, соответствующее процессу снижения частоты  $v_1(t)$ . Это, в свою очередь, приведет к тому, что знак фазового сдвига двух сигналов изменится на противоположный (по сравнению с рис. 6). Однако в тот же момент времени будет сформирован срез (фронт) сигнала разностной частоты, и сигнал знака разностной частоты изменит свое значение на противоположное. Таким образом, по одному и тому же сигналу знака разностной частоты можно осуществлять и частотную, и фазовую автоподстройку, иначе — частотно-фазовую автоподстройку. Отличие от известных алгоритмов частотно-фазовой автоподстройки в том, что предлагаемая схема не требует осуществления двух различных режимов работы (сначала частотной, затем фазовой подстройки), а это упрощает устройство.

Измерение перемещений при реверсивном движении. Рассмотрим снова рис. 6. Сигналы  $v_1(t)$  и  $v_2(t)$  — меандры с фазовым сдвигом  $\pi/2$  — могут быть сигналами датчиков перемещения (индуктивных, ультразвуковых, лазерных и др.). Графические построения, иллюстрирующие ФЧП, позволяют легко убедиться, что для такой пары сигналов разность чисел единиц в ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  на некотором отрезке времени соответствует перемещению объекта на такое же число четвертей длины волны сигнала датчика. При этом единицы в  $h_2(n)$  определяют перемещение в одну сторону, а в  $h_1(n)$  — в другую. Таким образом, элементарные (единичные) перемещения легко разделяются по каналам сложения и вычитания реверсивного счетчика.

Фронты и срезы сигналов датчиков перемещений могут быть с «дребезгом» — быстрыми сменами состояний 0 и 1 из-за сложения шума с полезным сигналом. В известных измерителях перемещений это нежелательное явление, из-за которого возникают ошибки при измерениях, нейтрализуют введением дополнительных логических элементов. Покажем, что при использовании ФЧП не требуется усложнения схемы для исключения влияния «дребезга» на фронтах и срезах сигналов. На рис. 9 поясняется процесс формирования элементарного перемещения по фронту сигнала с «дребезгом». Очевидно, что сколько бы ни было быстрых смен состояний 0 и 1 на фронте сигнала (в том числе и зафиксированных при дискретизации сигнала по времени), разность чисел единиц в ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  на участке «дребезга» оказывается равной единице, что и должно быть при измерении перемещения. Накапливающейся ошибки не будет.

Это свойство алгоритма ФЧП полезно не только для борьбы с «дребезгом». Формулируя его в более общей форме, например, так: *при неизменном значении одного из сигналов любые изменения другого сигнала не приводят к*

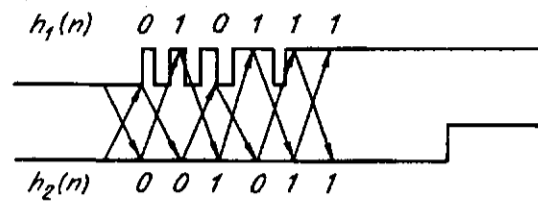


Рис. 9

накапливающейся ошибке при измерении перемещения, отметим пользу свойства и в других случаях. Например, если один из двух сигналов на входах схемы, реализующей ФЧП, является опорным (с малой вероятностью искажения), а другой сигнал поступает от датчика перемещения (оптического, ультразвукового и т. п.) и, следовательно, может пропадать, например, при случайном экранировании приемника сигнала, то при отсутствии перемещения такие пропадания (и любые иные искажения сигнала датчика) не приведут к ошибке. Схема сохраняет накопленное ранее значение измеряемой величины, а затем продолжает процесс измерения без потери хотя бы одного элементарного перемещения.

Доплеровские измерители скорости и перемещения. Использование единого метода — ФЧП для формирования сигнала разностной частоты и для измерения реверсивного перемещения — позволяет рекомендовать этот алгоритм для создания измерительных средств, основанных на измерении частоты доплеровского сигнала (при определении скорости) и интегрировании доплеровской частоты (для вычисления перемещения). Сфера применения ФЧП при этом оказывается широкой, так как физическая природа сигнала не играет роли (он может быть ультразвуковым, оптическим когерентным, радиосигналом).

На рис. 10 дана схема доплеровского измерителя скорости и перемещения, в которой используется ФЧП. На  $D$ -входы триггеров  $T_1$  и  $T_2$  поступают от блока управления меандры, сдвинутые по фазе на  $\pi/2$ . Частота меандров выбирается таким образом, чтобы длина волны сигнала, имеющего частоту этого меандра и распространяющегося в той же среде, что и объект, перемещение которого измеряется, равнялась четырем элементарным перемещениям. На  $C$ -входы этих же триггеров подаются сигналы от приемника излучения, причем излучаемый сигнал получают путем деления частоты меандров. Поэтому при отсутствии перемещения излучателя относительно приемника благодаря указанной кратности частот излучаемого сигнала и меандров триггеры  $T_1$  и  $T_2$  не будут изменять свои состояния.

Вторая пара триггеров  $T_3$  и  $T_4$  используется для запоминания сигналов, поступающих с первых двух триггеров, как делается в обычной схеме для выполнения ФЧП (см. рис. 4). Все остальные элементы рассматриваемой схемы также соответствуют рис. 4. Итак, разница лишь в том, что в данном случае ФЧП применяется к меандрам — сигналам от блока управления, в то время как для дискретизации используется принятый сигнал, а также и в том, что частота дискретизации намного ниже частоты входных сигналов-меандров.

Элементарные перемещения формируются на выходах сумматоров по модулю 2 — элементах  $C_1$  и  $C_2$ . Интегрируя элементарные перемещения по времени и периодически сбрасывая счетчик, можно получить информацию о скорости движения. Рассмотренная схема далеко не исчерпывает возможности ФЧП в до-

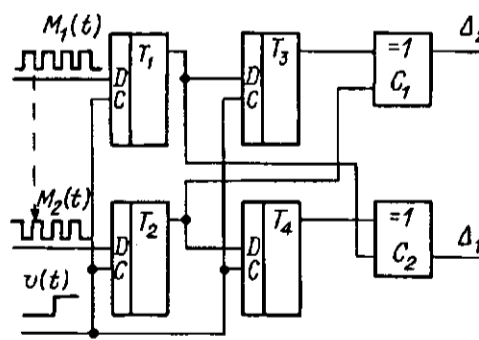


Рис. 10

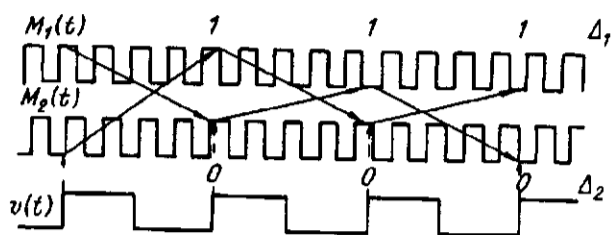


Рис. 11

плеровских устройствах. Разработан ряд измерителей такого класса (см., например, [5, 6]), отличающихся повышенной помехоустойчивостью, быстродействием, что сочетается с достаточной простотой схем.

Стробоскопическая обработка входных сигналов ФЧП в многоточечных преобразователях. Если применить уже известные нам графические построения, иллюстрирующие ФЧП, для описания работы измерителя по рис. 10, то получим временную диаграмму, показанную на рис. 11. Очевидно, это не что иное, как стробоскопическая обработка сигналов-меандров, в результате которой на выходах триггеров  $T_1$  и  $T_2$  получают сигналы более низкой частоты, тоже сдвинутые по фазе на  $\pi/2$ . Если же входные сигналы на  $D$ -входы триггеров поступают от приемников, то тоже возможна их стробоскопическая обработка, конечно, при условии, что для дискретизации используется сигнал, полученный в результате деления частоты излучаемого сигнала.

В первом случае использование стробоскопической обработки сигналов преследовало цель повысить разрешающую способность доплеровского измерителя перемещения, во втором — стробоскопическая обработка позволяет создать многоточечный преобразователь. Действительно, если входные сигналы изменяются достаточно медленно, можно пары этих сигналов, соответствующих первому, второму и т. д. объектам, дискретизовать поочередно и запоминать последовательно всего в двух регистрах, а затем сравнивать (также последовательно)  $n$ -е и  $n + 1$ -е значения сигналов  $v_{1k}(n)$  и  $v_{2k}(n)$ , соответствующих  $k$ -му объекту. В результате получается схема многоточечного преобразователя перемещения, показанная на рис. 12. Именно для такой схемы впервые и было предложено ФЧП, так как для 60-точечной системы известные методы обработки сигналов давали громоздкие решения.

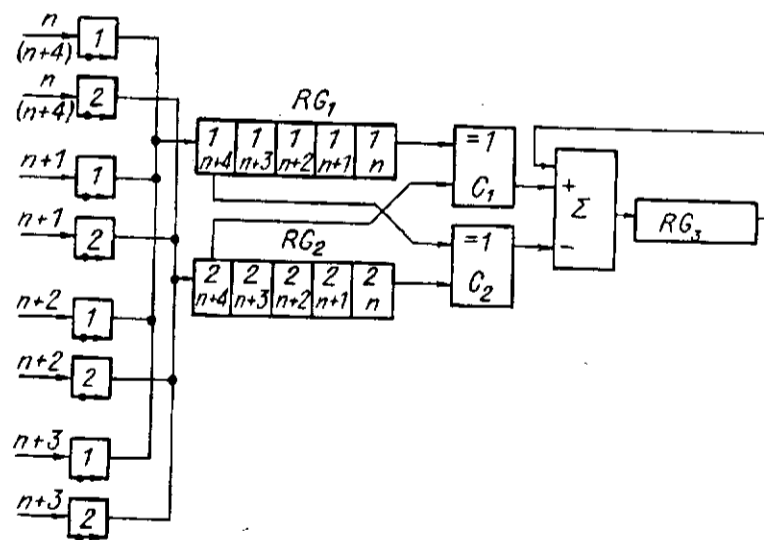


Рис. 12



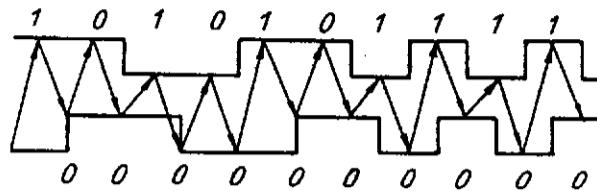


Рис. 13

Заметим, что в схеме рис. 12 используется один-единственный кольцевой счетчик, в котором циркулируют  $k$  последовательных кодов перемещений.

Повышение быстродействия измерителей перемещений. В известных, а также в рассмотренных выше преобразователях перемещение — код с использованием ФЧП в течение периода сигнала датчика формировались четыре элементарных перемещения — одно по каждому фронту и срезу двух сигналов с фазовым сдвигом  $\pi/2$ . Естественно, что при этом частота дискретизации не менее чем вчетверо должна превышать максимально возможную частоту входных сигналов. В некоторых случаях, в частности при создании многоточечных измерительных систем, для большого количества независимо перемещающихся объектов может потребоваться повышение быстродействия измерителя без дальнейшего увеличения частоты дискретизации сигналов, например, тогда, когда частота дискретизации достигает физически осуществимого предела для выбранной серии логических элементов.

Повысить частоту входных сигналов вдвое без соответствующего увеличения частоты их дискретизации позволяет вариант фазочастотного преобразования, названный выше ФЧП с поочередной дискретизацией сигналов. Рассмотрим временную диаграмму на рис. 13, иллюстрирующую этот алгоритм. Легко видеть, что ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  можно сопоставить с рядами элементарных перемещений, но при этом каждое из них будет соответствовать двум элементарным перемещениям, получаемым рассмотренными выше способами. Однако при этом частота входных сигналов может достигать половины частоты дискретизации. Таким образом, на первый взгляд, кажется, что повышение быстродействия можно получить лишь за счет ухудшения вдвое разрешающей способности преобразователя.

Покажем, что можно устранить это кажущееся ограничение нового алгоритма. Временная диаграмма на рис. 14 поясняет предлагаемый прием. Если в момент формирования двойного элементарного перемещения вычитать из кода перемещения — удвоенной суммы единиц в  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$  (с учетом знака «-», приписываемого, например, единицам в  $h_2(n)$ ) — единицу (элементарное перемещение), причем выполнять эту операцию таким образом, чтобы ее результаты не накапливались в счетчике перемещения (т. е. вычитать единицу на выходе из счетчика), то разрешающая способность преобразователя повышается вдвое. Конечно, справедливо это, как видно из рис. 14, тогда, когда частота входных сигналов не превышает четверти частоты дискретизации (левая часть рисунка). Если же частота входных сигналов приближается к половине частоты дискретизации, то преобразователь начинает считать элементарные перемещения (фронты и срезы) парами (правая часть рисунка). Таким образом, автоматически изменяется разрешающая способность преобразователя в зависимости от скорости движения объекта (своего рода «принцип

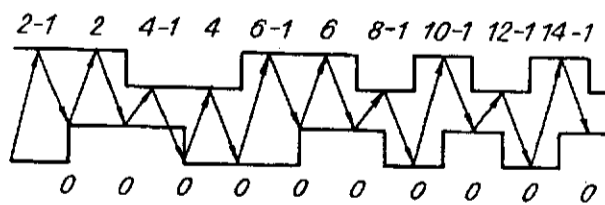


Рис. 14

неопределенности»). При этом исключается возможность появления накапливающейся ошибки.

Сигналы суммарной и разностной частот при поочередной дискретизации сигналов. Алгоритм ФЧП с поочередной дискретизацией сигналов позволяет легко сформировать сигналы суммарной и разностной частот. Пусть получены ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$ , например, такие, как на рис. 13. «Вложив» одну последовательность в другую (с учетом поочередного формирования их элементов), получим

1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 1 0

Единицам получившейся последовательности будут соответствовать фронты, а нулям (первому из серии нулей) — срезы сигнала суммарной частоты. Доказательство почти очевидно. Действительно, при поочередной дискретизации каждый фронт и срез  $v_1(n)$  и  $v_2(n)$  оставит свой «след» — изменение значения в ряду элементов объединенной указанным образом последовательности.

Можно сказать, что сигнал суммарной частоты получается в результате несколько своеобразной операции «сложения» ДИП  $h_1(n)$  и  $h_2(n)$ . Интересно, что сигнал разностной частоты можно получить в результате такой же операции, но при условии, что одна из последовательностей будет инвертирована (вместо единиц — нули и наоборот). Однако метод формирования сигнала по объединенной последовательности будет иным: первым двум идущим подряд единицам будет соответствовать фронт сигнала разностной частоты, затем первым двум идущим подряд нулям — срез сигнала разностной частоты и т. д. Для рис. 13 получим последовательность

1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1

Итак, для взятого примера может быть сформирован лишь фронт сигнала суммарной частоты, что и должно быть, так как частоты входных сигналов равны. Проверку предложенного алгоритма для других соотношений частот сигналов так же, как и его доказательство, оставляем читателю.

Рассмотренные способы измерения фазовых сдвигов, суммарных и разностных частот и частотей двоичных импульсных последовательностей, основанных на фазочастотном преобразовании, могут быть использованы в разнообразных измерительных средствах.

Реализация таких средств может быть выполнена на стандартных цифровых элементах, а анализ их действия — с помощью булева операционного исчисления — дискретного преобразования Лапласа — Галуа. Ясно, что реализация фазочастотного преобразования возможна и программными средствами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 472359 СССР. Способ преобразования перемещений  $N$  объектов в коды /Э. К. Скворцов.—Заявл. 07.10.71; Оpubл. 30.05.75, Бюл. № 20.
2. А. с. 450214 СССР. Многоканальный преобразователь перемещения в код /Э. К. Скворцов.—Заявл. 27.11.72; Оpubл. 15.11.74, Бюл. № 42.
3. Цыпкин Я. З., Попков Ю. С. Теория нелинейных импульсных систем.—М.: Наука, 1973.
4. А. с. 1169158 СССР. Устройство для формирования сигнала разностной частоты импульсных последовательностей /Э. К. Скворцов.—Заявл. 16.09.83; Оpubл. 23.07.85, Бюл. № 27.
5. Скворцов Э. К. Эффект Доплера. Записки изобретателя.—Новосибирск: Новосиб. кн. изд-во, 1990.
6. Цапенко М. П. Измерительные информационные системы. Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование.—М.: Энергоатомиздат, 1985.

Поступила в редакцию 1 октября 1992 г.