

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.311.76

А. М. КОВАЛЕВ

(Смоленск)

УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Среди известных умножителей частоты наиболее перспективны компенсационные. Обратная связь в них осуществляется либо с помощью делителей частоты с дальнейшим сравнением частот на фазовом компараторе [1], либо в аналоговом виде [2] на основе преобразователей частота — напряжение (ПЧН).

Умножители первого типа являются наиболее точными, но имеют малую полосу захвата и синхронизма. Вторые более просты по структуре, могут работать в широком диапазоне частот, но менее точны. Недостаток тех и других — низкое быстродействие.

В данной статье описывается умножитель с ПЧН, в большей степени свободный от указанных недостатков. Функциональная схема умножителя приведена на рис. 1; работает он следующим образом: импульсы умножаемой частоты запускают формирователь длительности импульсов ФДИ₁, вырабатывающий при каждом запуске импульс длительностью в n периодов T_0 вспомогательного генератора Г. Аналогичным образом выходные импульсы устройства запускают второй формирователь ФДИ₂, формирующий импульсы длительностью в m периодов того же генератора ($m < n$). Импульсы с выходов ФДИ₁ и ФДИ₂ через схему управления СУ управляют работой источника осредняемых импульсов ИИ, питающая шина которого подключена к выходу источника переменного напряжения прямоугольной формы с одинаковыми полупериодами, синхронизированного генератором Г.

Логике работы устройства поясняют временные диаграммы рис. 2. При наличии импульсов только с выхода ФДИ₁, т. е. в отсутствие сигнала от ФДИ₂, верхний ключ ИИ подключает вход сглаживающего фильтра СФ к выходу источника $U \sim$ на время действия его положительных полуволн, замыкая вход сглаживающего фильтра СФ нижним ключом на землю во время действия отрицательных полуволн. В присутствии импульсов только с выхода ФДИ₂ нормирующее устройство работает аналогичным образом, но подключает вход фильтра к выходу $U \sim$ во время действия отрицательных полуволн. При совпадении во времени импульсов ФДИ₁ и ФДИ₂ так же, как и в паузах между ними, схема управления обеспечивает размыкание верхнего и замыкание нижнего ключей ИИ.

При наличии большого коэффициента усиления усилителя постоянного тока УПТ для напряжения на выходе СФ можно записать уравнение

$$\left(\frac{U_0}{2} f_{вх} n T_0 - \frac{U_0}{2} f_{вых} m T_0 \right) \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R} \approx 0, \quad (1)$$

где U_0 — амплитуда переменного напряжения, $f_{вх}$ и $f_{вых}$ — соответственно входная и выходная частоты; $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя. Из (1) следует, что

$$f_{вых} = n f_{вх} / m. \quad (2)$$

Следовательно, коэффициент умножения предлагаемого устройства определяется лишь соотношением числа периодов n и m , из которых формируются осредняемые импульсы, и не зависит как от ухода частоты вспомогательного генератора, так и от изменения напряже-

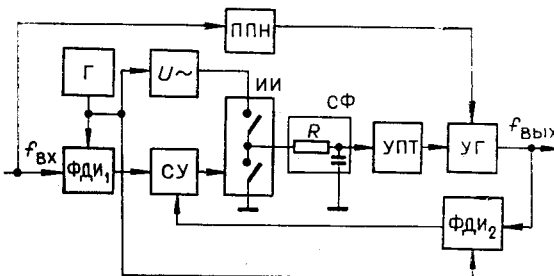


Рис. 1

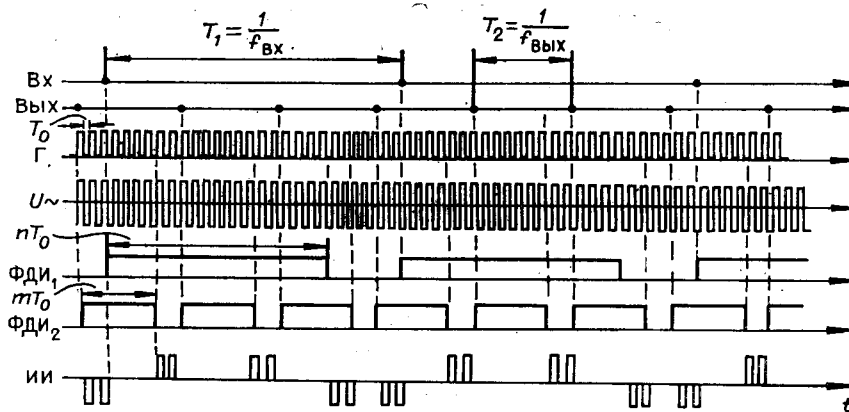


Рис. 2.

ния U_0 . Изменения параметров сглаживающего фильтра оказывают малое влияние на величину коэффициента умножения, так как при такой структуре фильтр оказывается включенным в цепь, охваченную отрицательной обратной связью. Статическая погрешность умножителя определяется выбранным коэффициентом усиления и может быть сделана достаточно малой.

Положительным качеством данного умножителя является возможность широкого изменения входной частоты без опасности выхода его из полосы синхронизма. Однако, как следует из описания принципа его работы, устройство обладает весьма неудовлетворительными динамическими качествами. Возможность улучшения их состоит во введении корректирующего быстродействующего устройства. Но построение быстродействующего преобразователя частоты в напряжение (3) требует использования большого количества оборудования, так как структура его достаточно сложна (сравнима с самим корректируемым умножителем). Более оптимально в этом смысле применение корректирующего устройства, вырабатывающего сигнал, пропорциональный периоду умножаемой частоты. Такой преобразователь построен на основе одного интегратора, прост по своей структуре, но его применение в компенсационном умножителе, работающем на основе информации о средних значениях частот, имеет свои особенности. В частности, непосредственное включение его в описанный умножитель не может привести к получению желаемого эффекта повышения быстродействия. Это объясняется тем, что генератор, управляемый по частоте, при подаче на него сигнала, пропорционального периоду, не только не выйдет в нужную точку характеристики, а напротив, может еще больше увеличить рассогласование с требуемым значением. Оптимально с точки зрения высокого быстродействия и простоты схемы сочетание в умножителе компенсационной части, использующей частотные сигналы, и управляемого по периоду генератора, т. е. применение комбинированного управления. Для обеспечения нормальной работы умножителя на входе генератора включается сумматор, осуществляющий вычитание сигнала компенсационной части из сигнала корректирующего блока. Работает двухканальный умножитель следующим образом: при идеальной настройке коэффициентов передачи K_2 и K_3 преобразователя период — напряжение и управляемого генератора УГ, определяемой соотношением.

$$K_2 K_3 = m/n, \tag{3}$$

выходное напряжение ППН таково, что выходной период УГ равен в точности $T_1 m/n$. Постоянная составляющая напряжения на фильтре при этом равна нулю, и сигнал компенсационной части отсутствует. Быстродействие умножителя определяется блоками ППН и УГ. При появлении расстройки δ ППН или УГ выходной период T_2 оказывается не равным $T_1 m/n$, на входе усилителя появляется некоторое разностное напряжение,

которое в K_1 раз усиливается усилителем и через сумматор воздействует на генератор, приводя его к нужному состоянию.

Статические и динамические свойства умножителя в этом случае определяются величиной расстройки и имеют специфические, связанные с комбинированным управлением особенности. Для анализа их обратимся к структурной схеме рис. 3. В ней за основу при-

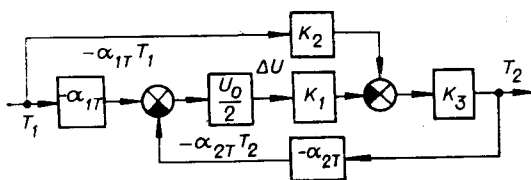


Рис. 3.

няты сигналы периодов. Обоснованность применения такой схемы при анализе умножителя объясняется следующим. При тщательном исполнении корректирующего канала и управляемого генератора (см. соотношение (3)) основная часть сигнала, подаваемого на генератор, поступает именно от преобразователя период — напряжение. Генератор также выполнен с управлением по периоду. Поэтому сигнал периода в системе является определяющим. Компенсационная же часть, работающая с сигналами частот, в пределах обрабатываемых ею рассогласований с некоторым приближением может рассматриваться так же, как и система с использованием сигналов о периодах, с введением соответствующих коэффициентов передачи. Эти коэффициенты α_T определяются по отношению приращений входной и выходной величины:

$$\alpha_{1T} = \frac{\frac{nT_0}{T_1} - \frac{nT_0}{T_1 + \Delta T_1}}{\Delta T_1} = -\frac{nT_0}{(T_1 + \Delta T_1) T_1}. \quad (4)$$

Знак «—» соответствует уменьшению выходной величины, обусловленному положительным приращением входной. При малых значениях ΔT коэффициент α_{1T} может быть приближенно заменен соответствующей производной

$$\alpha_{1T} \approx -nT_0/T_1^2. \quad (5)$$

Аналогично определяется и коэффициент

$$\alpha_{2T} \approx -mT_0/T_2^2. \quad (6)$$

Как видно из этих выражений, величины α_{1T} , α_{2T} существенно зависят от точки частотного диапазона, в которой работает умножитель. Однако в пределах малых расстроек, которые приходится дорабатывать компенсационной части, эти коэффициенты могут считаться постоянными. При наличии расстройки δ ППН и УГ имеем соотношение, аналогичное (3):

$$K_2/K_3 = m(1+\delta)/n \quad (7)$$

Тогда для схемы рис. 3 справедлива такая зависимость T_2 от T_1 :

$$T_2 = -\frac{\alpha_{1T} T_1 K_1 K_3 U_0}{2 \left(1 + \alpha_{2T} \frac{U_0}{2} K_1 K_3 \right)} + \frac{m}{n} (1 + \delta) T_1. \quad (8)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления в знаменателе первого слагаемого единицей в сравнении с $\alpha_{2T} U_0 K_1 K_3 / 2$ можно пренебречь. При этом с учетом (5) и (6) получаем

$$T_2 = -T_1 m \delta / n + m(1 + \delta) / n = T_1 m / n. \quad (9)$$

Следовательно, такая структура умножителя с комбинированным управлением в статическом режиме обеспечивает требуемую точность. Более подробные выводы можно сделать из развернутой формулы (8). Из нее, в частности, следует, что в умножителе с комбинированным управлением так же, как и при введении воздействия, совпадающего по своей природе с сигналом, действующим в корректируемой системе, при расстройке дополнительного канала и управляемого генератора возникает статическая ошибка, пропорциональная этой расстройке.

Статическая ошибка в таком умножителе в большей степени, чем в устройстве с коррекцией и управлением генератором по частоте, зависит от текущего значения последней. Действительно, статическая ошибка в рассматриваемом умножителе, как и в любой статической системе регулирования, определяется величиной коэффициента передачи K_p разомкнутой системы. Здесь он пропорционален квадрату частоты:

$$K_p = mT_0 K_1 U_0 K_3 / 2T_2^2 = mT_0 f_{\text{вых}}^2 K_1 K_3 U_0 / 2. \quad (10)$$

Справедливость приведенного соотношения (10) наглядно иллюстрируется графически (рис. 4). Верхняя половина рисунка изображает зависимость выходного периода умно-

жителя от входного. Величины $\Delta T'$ и $\Delta T''$ соответствуют расстройкам K_2 , K_3 в верхней и нижней точках преобразуемого диапазона. Эти расстройки компенсируются замкнутой частью умножителя. Штриховая линия изображает зависимость выходного напряжения компенсационной части от входного периода. Сплошная линия в нижней части рис. 4 соответствует той же зависимости с учетом ее знака в суммарном сигнале, действующем на входе управляемого генератора. Из графика видно, что для обработки одного и того же по величине ухода ППН и УГ на входе усилителя требуются разные по величине напряжения ΔU . Соотношение этих напряжений определяется наличием сильной (квадратичной) зависимости коэффициента передачи α_{2T} от частоты сигнала.

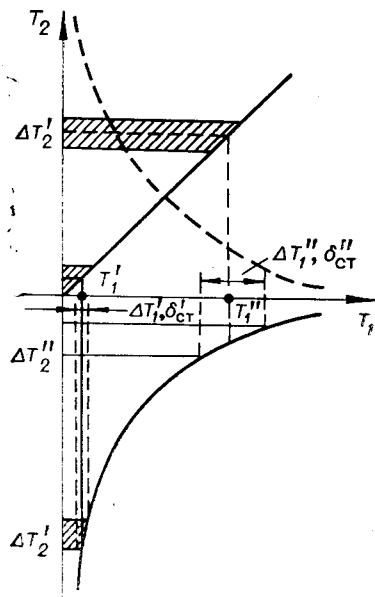


Рис. 4.

пренебречь, так как она равна по величине периоду входной частоты; компенсационная часть также отреагирует на изменение входного сигнала не раньше, чем через период. Это время в сравнении с постоянной времени сглаживающего фильтра достаточно мало, и поэтому указанное упрощение допустимо. Такая передаточная функция обеспечивает в переходном процессе умножителя при скачкообразном изменении T_2 наличие двух составляющих. Первая из них, соответствующая первому слагаемому $W(p)$, и есть результат практически мгновенного изменения состояния генератора до нужной величины, осуществляемого дополнительным каналом с погрешностью δ . Вторая же составляющая соответствует работе компенсационной части, устраняющей рассогласование δ до величины статической ошибки. Так как компенсационная часть обрабатывает лишь малую часть δ входного рассогласования, то время переходного процесса при этом в сравнении с исходным умножителем резко сокращается. Так, при величине δ , равной нескольким процентам, это время не превышает нескольких периодов входного сигнала.

Отмеченная особенность является определяющей при выборе коэффициента передачи K_p разомкнутой системы, обеспечивающего требуемую точность. Коэффициент передачи должен рассчитываться для минимального значения частоты преобразуемого диапазона с учетом указанной частотной зависимости глубины обратной связи.

Оценку динамических свойств умножителя можно получить, рассматривая его передаточную функцию, которая имеет вид

$$W(p) = \frac{m}{n} (1 + \delta) - \delta \frac{\alpha_{1T} \frac{U_0}{2} K_1(p) K_3}{1 + \alpha_{2T} \frac{U_0}{2} K_1(p) K_3}. \quad (11)$$

Здесь $K(p)$ — передаточная функция усилителя постоянного тока типа МДМ вместе со сглаживающим фильтром, включенным на его входе; преобразователь периода напряжения и управляемый генератор представлены пропорциональными безынерционными звеньями. Задержкой в срабатывании корректирующего канала в данном случае можно

ЛИТЕРАТУРА

1. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. М., «Энергия», 1970.
2. Лейтман М. Б. Автокомпенсационный преобразователь частоты. — «Изв. высш. учеб. заведений. Электромеханика», 1964, № 5, с. 612—615.
3. Куликов С. В., Чистяков Б. В. Дискретные преобразователи сигналов на транзисторах. М., «Энергия», 1972.

Поступило в редакцию 12 января 1977 г.