

УДК 681.325.3

Интегрально-частотные преобразователи вал—код. Колмаков Е. П., Ладкина Л. Я. — В кн.: Научное приборостроение. Л., «Наука», 1983, с. 126—132.

В настоящей статье рассматриваются ПВК, использующие частотные методы обработки информации и измерения интегрального значения выходного сигнала СКВТ. Обладая достоинствами амплитудного метода и имея более высокую помехоустойчивость, указанный метод позволяет не только упростить функциональные преобразования ПВК, но и отказаться от использования прецизионного источника питания. Такие преобразователи могут найти применение в аппаратуре, не предъявляющей высоких требований к быстродействию преобразователей. Лит. — 12 назв., ил. — 7.

ИНТЕГРАЛЬНО-ЧАСТОТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВАЛ—КОД

Преобразователи вал—код (ПВК) находят широкое применение в системах автоматического управления (САУ), использующих цифровую обработку информации. В отечественных системах и за рубежом наибольшее распространение получили ПВК на базе синусно-косинусного вращающегося трансформатора (СКВТ) индукционного типа [1], [2]. Такие ПВК используют промежуточное преобразование в фазу или амплитуду выходного сигнала СКВТ. ПВК, построенный по фазовому методу, отличается простотой структурной схемы, но требует сложных в реализации прецизионных источников питания датчика [1]. ПВК, построенный по амплитудному методу, не предъявляет жестких требований к качеству питающих напряжений датчика, но имеет более сложную структурную схему в связи с необходимостью функциональных тригонометрических преобразований. Известны методы построения ПВК, основанные на измерении интегрального значения (площади) выходного сигнала [3], [4] и позволяющие упростить реализацию фазового или амплитудного ПВК, но имеющие характерные для них недостатки.

В настоящей статье рассматриваются ПВК, использующие частотные методы обработки информации и измерения интегрального значения выходного сигнала СКВТ. Обладая достоинствами амплитудного метода и имея более высокую помехоустойчивость, указанный метод позволяет не только упростить функциональные преобразования ПВК, но и отказаться от использования прецизионного источника питания. Такие преобразователи могут найти применение в аппаратуре, не предъявляющей высоких требований к быстродействию преобразователей.

Ниже описаны основные принципы построения интегрального преобразователя вал—частота—код ПВЧК. Сигналы с выходов СКВТ поступают в таком преобразователе на определитель октантов, на выходе которого получают напряжения, описываемые выражениями

$$\begin{aligned} U_s &= |U_m \sin \theta \sin \omega t|; \\ U_c &= |U_m \cos \theta \sin \omega t|, \end{aligned} \quad (1)$$

где U_m — максимальное значение напряжения на выходе СКВТ; θ — угол разворота ротора СКВТ; $\omega = 2\pi f_n$ — частота напряжения питающего СКВТ. Затем производят квантование этих сигналов импульсами некоторой частоты и полученные импульсные последовательности переменной амплитуды интегрируют.

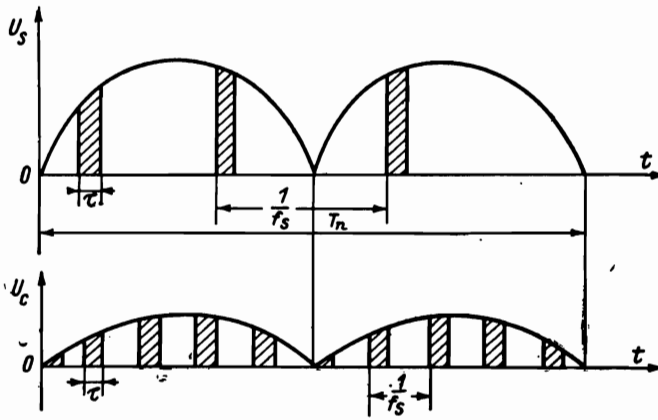


Рис. 1. Импульсные последовательности переменной амплитуды на выходе квантователя ПВЧК.

На рис. 1 представлены импульсы длительностью τ с частотой f_s , модулированные по амплитуде напряжениями вида (1). Квантователь в ПВЧК выполняет функцию устройства, умножающего площадь аналогового сигнала на частоту или длительность квантующего сигнала в зависимости от принятого способа управления квантователем (частотой или длительностью импульсов). Пусть частоты квантования и питающего напряжения кратны, т. е. $f_s/f_n = k$, где $k=1, 2, 3, \dots$. При частотно-импульсном управлении квантователем, на вход которого поступает сигнал U_s , интегральная сумма сигналов на его выходе определится следующим выражением:

$$Q_{f_s} = \sum_{n=1}^N \int_{\frac{T_n(2n-1)}{4N}}^{\frac{T_n(2n-1)}{4N} + \tau} U_s dt, \quad (2)$$

где $T_n = 1/f_n$ — период напряжения питающего СКВТ; N — число импульсов за время $T_n/2$; $n=1, 2, 3, \dots, N$. Подставляя U_s из уравнения (1) и учитывая, что $\tau = T/4N_m$, где N_m — максимальное число импульсов за время $T_n/2$, получим

$$\begin{aligned} Q_{f_s} &= \sum_{n=1}^N \int_{\frac{T_n(2n-1)}{4N}}^{\frac{T_n(2n-1)}{4N} + \frac{T_n}{4N_m}} U_m \sin \theta \sin \frac{2\pi t}{T_n} dt = \\ &= \frac{U_m T_n \sin \theta}{2\pi} \sum_{n=1}^N 2 \sin \pi \left(\frac{2n-1}{2N} + \frac{1}{4N} \right) \sin \frac{4}{4N_m}. \end{aligned}$$

Отмечая согласно [5], что

$$\sum_{n=1}^N \sin \frac{(2n-1)\pi}{2N} = \frac{1}{\sin \frac{\pi}{2N}}, \quad \sum_{n=1}^N \cos \frac{(2n-1)\pi}{2N} = 0$$

выражение для Q_{f_s} запишем в виде:

$$Q_{f_s} = \frac{U_m T_n}{2\pi} \frac{\sin \frac{\pi}{2N_m}}{\sin \frac{\pi}{2N}} \sin \theta. \quad (3)$$

Полагая в выражении (2) переменным параметром длительность квантующих импульсов τ при $N=N_m=1$, получим случай широтно-импульсного управ-

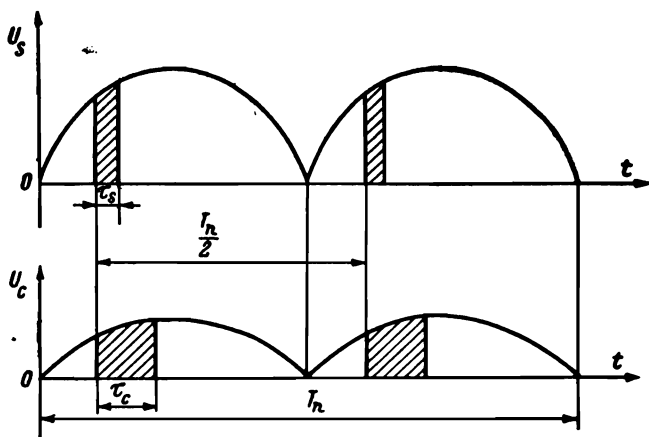


Рис. 2. Широтно-импульсные последовательности на выходе квантователя ПВЧК.

ления квантователей, представленный на рис. 2. Выражение для интегральной суммы сигналов на выходе квантователя Q_{τ_s} имеет вид

$$Q_{\tau_s} = \int_{\frac{T_n}{4}}^{\frac{T_n}{4} + \tau} \left| U_m \sin \theta \sin \frac{2\pi}{T_n} t \right| dt = \frac{U_m T_n}{2\pi} \sin 2\pi \frac{\tau}{T_n} \sin \theta. \quad (4)$$

Как видно из полученных выражений (3) и (4), зависимости $Q_{f_s} = Q(N)$ и $Q_{\tau_s} = Q(\tau)$ нелинейны. Кроме того, можно показать, что выражение для интегральной суммы Q_{f_s} и Q_{τ_s} существенно зависит от формы питающих напряжений.

Пусть U_s квантуется с частотой, не кратной частоте питающего напряжения: $f_s/f_n = k + m$, где $0 < m < 1$.

При этом в каждом периоде питающего напряжения будет изменяться начальная фаза квантуемых импульсов относительно нуля фазы питающего напряжения. Величина приращения фазового сдвига за $T_n/2$ равна

$$\Delta\varphi = T_n - \frac{N+1}{f_s}.$$

Период биений, т. е. повторяемость фазовых соотношений, соответствует числу периодов питающего напряжения и равен

$$L = \frac{T_n}{2\Delta\varphi} = \frac{T_n f_s}{2T_n f_s - 2(N+1)}.$$

Интегральная сумма Q_{f_s} импульсной последовательности с квантователя за период биений имеет вид

$$Q_{f_s} = \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^L \int_{\frac{T'_n(2n-1)}{4N} + \Delta\varphi l}^{\frac{T'_n(2n-1)}{4N} + \Delta\varphi l + \tau'} \left| U_m \sin \theta \sin \frac{2\pi t}{T_n} \right| dt, \quad (5)$$

где $T'_n = T_n - 2\Delta\varphi$; $\tau' = T_n/2(2N_m + 1)$; $l = 0, 1, 2, 3, \dots, L$.

Рассмотрим случай, когда величина приращения фазового сдвига за время $T/2$ равна τ . Период биений при этом равен $L = 2N_m$.

Выражение (5) после преобразований запишется так:

$$Q'_{f_s} = U_m \sin \theta \sum_{n=1}^N \sum_{l'=0}^{2N_m} \int_{\frac{T'_n(2n-1)}{4N} + l'\tau'}^{\frac{T'_n(2n-1)}{4N} + (l'+1)\tau'} \left| \sin \frac{2\pi}{T_n} t \right| dt =$$

$$= U_m \sin \theta \sum_{n=1}^N \int_{\frac{T_n'(2n-1)}{4N}}^{\frac{T_n'(2n-1)}{4N} + \frac{T_n}{2}} \left| \sin \frac{2\pi}{T_n} t \right| dt = N \frac{U_m T_n}{\pi} \sin \theta, \quad (6)$$

где $l' = 0, 1, 2, 3, \dots, 2N_m$.

В случае широтно-импульсного управления квантователем интегральная сумма равна

$$Q'_{\tau_s} = \sum_{l=0}^L \int_{l\tau''}^{(l+1)\tau''} \left| U_m \sin \theta \sin \frac{2\pi}{T_n} t \right| dt = p \frac{U_m T_n}{\pi} \sin \theta, \quad (7)$$

где $p = \tau''/\tau'$ — отношение длительности τ'' к минимальной длительности импульса.

Как следует из выражений (6) и (7), интегральная сумма линейно зависит от площади сигнала с СКВТ и от управляющего сигнала, представленного частотой или длительностью импульса.

На рис. 3 представлена схема ПВЧК. Аналоговые сигналы U_s и U_c вида (4) поступают на множительные устройства (МУ), выполненные в виде аналоговых ключей, управление которыми осуществляется импульсами, модулированными по частоте (длительности) импульсов. Импульсные последовательности, модулированные по амплитуде и частоте (длительности) с выходов множительных устройств, поступают на суммирующий и вычитающий входы интегратора Ин, на выходе которого формируется напряжение $\Delta U_{ин}$, равное интегралу рассогласования.

Величина $\Delta U_{ин}$ преобразуется устройством управления (УУ) в импульсыращения, которые подаются по шинам сложения «+» или вычитания «-» в зависимости от знака $\Delta U_{ин}$ на входы реверсивного счетчика (РС). В счетчике РС формируется двоичный код N , пропорциональный углу разворота датчика θ .

Функциональный преобразователь ФП осуществляет преобразование величины N в коды величин $A \sin N$ и $A \cos N$, где A — масштаб ФП. В качестве ФП может быть использован любой известный цифровой преобразователь. Наиболее предпочтительным, по нашему мнению, является применение преобразователей на базе частотных интеграторов [6]. Величины $A \sin \theta$ и $A \cos \theta$ с выходов ФП (рис. 3) поступают на преобразователь код—частота (ПКЧ) или код—время (ПКВ), на выходе которого получают бинарные импульсные последовательности, модулированные по частоте (длительности). При построении ПКЧ может использоваться экономичный по оборудованию принцип случайной частотной модуляции. Принципы построения преобразователей код—вероятность изложены в [7]. Полученные импульсные последовательности, поступая на множительные устройства МУ1 и МУ2, модулируют входные сигналы по частоте (длительности), и таким образом замыкается цепь обратной связи.

Используя формулу (6), запишем выражение для интегральной суммы на выходе интегратора $\Delta Q_{f_{ин}}$ для случая частотно-импульсного управления ключом:

$$\Delta Q_{f_{ин}} = Q_{f_s} - Q_{f_c} = \frac{U_m T_n}{\pi} (A \cos N \sin \theta - A \sin N \cos \theta) = \frac{U_m T_n}{\pi} A \sin(\theta - N),$$

где Q_{f_s} и Q_{f_c} — интегральные суммы импульсных последовательностей на выходах МУ1 и МУ2 соответственно. Следящая система ПВЧК находится в равновесии при $\Delta Q_{f_{ин}} = 0$, что достигается при $\theta = N$, т. е. при равенстве выходного кода N ПВЧК и угла θ разворота СКВТ.

В специализированных вычислительных системах (СВС) в ряде случаев возникает необходимость получить информацию об угле не только в виде параллель-

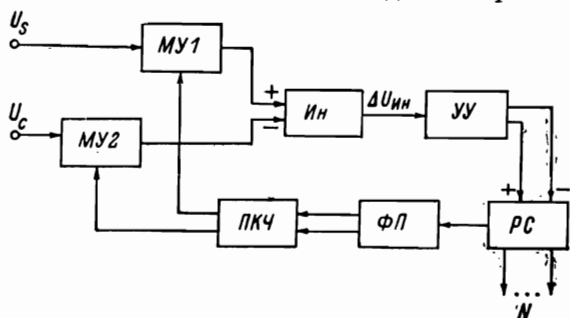


Рис. 3. Структурная схема ПВЧК.

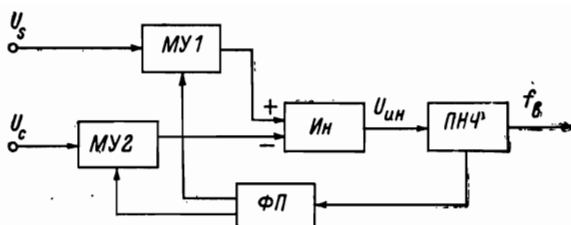


Рис. 4. Структурная схема ПВЧК с частотным представлением числовой информации.

этом целесообразно сначала осуществить преобразование выходного кода в частоту или БСПИ, а затем функциональные преобразования, которые в ряде случаев проще реализовать с использованием детерминированных или случайных импульсных последовательностей [8].

Структурная схема такого преобразователя представлена на рис. 4. Напряжение рассогласования в таком ПВЧК накапливается на интеграторе $U_{ин}$ и преобразуется в импульсную последовательность с помощью преобразователя напряжение—частота (ПНЧ) или напряжение—вероятность (ПНВ).

Наиболее простая схема ПВЧК может быть получена при использовании ПНЧ или ПНВ на входах преобразователя (рис. 5). С выходов ПНЧ (или ПНВ) получают представленные частотами (или БСПИ) величины U_s и U_c . Делительное устройство (ДУ) производит обработку информации в частотной (или вероятностной) форме [9], затем результат деления $U_s/U_c = \operatorname{tg} \theta$ поступает на ФП, реализующий функцию $\operatorname{arc} \operatorname{tg} \theta$ и, если требуется, осуществляется преобразование частоты в код. ПВЧК по структурной схеме, представленной на рис. 5, целесообразно строить при использовании случайных частотных потоков, так как это приводит к существенному упрощению делительного устройства и преобразователя ФП. Такие ПВЧК могут найти применение при весьма низких требованиях по быстродействию.

Время преобразования $T_{пр}$ ПВЧК, использующего вероятностное бинарное кодирование входного сигнала, определяется временем Δt между последовательно выполняемыми статистическими испытаниями и их числом $\Gamma \leq 0.25 t_b^2/t_b^2$ [10], где t_b — доверительный интервал и t_b — допустимая погрешность. На современной элементной базе величина Δt может быть уменьшена до величины 10^{-7} с. При допустимой погрешности $t_b=0.002$, соответствующей 9 двоичным разрядам цифрового представления числа, и доверительном интервале $t_b=1.96$ (доверительной вероятности $p=0.95$) время преобразования равно

$$T_{пр} = \Delta t \Gamma = 0.25 \frac{t_b^2}{t_b^2} \Delta t = 25 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Достоинством рассмотренных интегрально-частотных ПВЧК является возможность использования их в качестве устройств, выполняющих, помимо преобразования формы информации, тригонометрические функциональные преобразования и простые вычислительные операции, ориентированные на задачи СВС. Так в схеме, приведенной на рис. 3, ПВЧК содержит ФП, формирующий синус и косинус угла θ , которые могут быть использованы для решения задач СВС. При формировании ФП секондной и косекондной тригонометрических функций на выходе преобразователя могут быть получены секондная и косекондная зависимости при сохранении схемы построения ПВЧК, изображенной

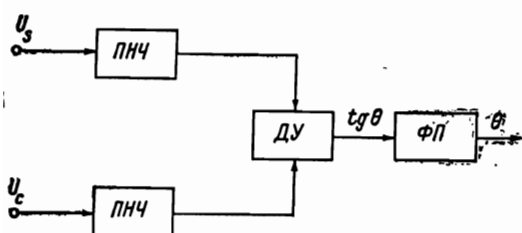


Рис. 5. Структурная схема ПВЧК разомкнутого типа.

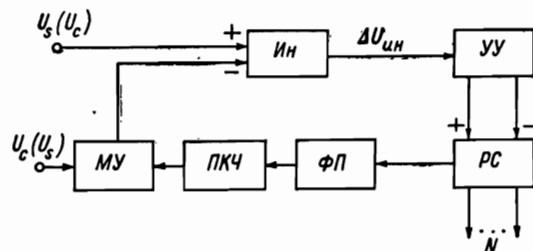
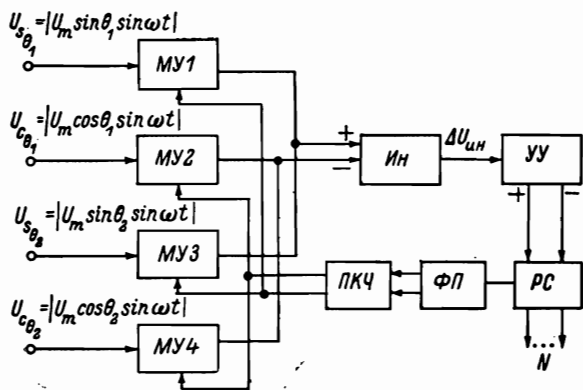


Рис. 6. Структурная схема ПВЧК с цифровым функциональным преобразователем.

Рис. 7. Суммирующий ПВЧК.



на рис. 3. На рис. 6 представлена схема ПВЧК с ФП, реализующим тангенсную и котангенсную зависимость при соответствующих входных сигналах.

В интегрально-частотных ПВЧК возможно совмещение аналого-цифрового преобразования с операциями суммирования, умножения, деления, извлечения корня, сравнительно просто реализуемыми при частотной форме представления угла (рис. 4) после ПНЧ. Операцию суммирования в ПВЧК можно осуществить также в аналоговой (рис. 4, после Ин) или цифровой (рис. 3) формах представления.

Задача получения суммы углов разворота двух СКВТ может быть решена при построении ПВЧК по схеме, изображенной на рис. 7. Выражение для интегральной суммы $\Delta Q_{f_{\text{ин}}}$ на выходе интегратора Ин имеет следующий вид:

$$\Delta Q_{f_{\text{ин}}} = Q_{f_{s_{\theta_1}}} - Q_{f_{c_{\theta_1}}} + Q_{f_{s_{\theta_2}}} - Q_{f_{c_{\theta_2}}} = \frac{U_m T_n A}{\pi} [\sin(\theta_1 - N) - \sin(N - \theta_2)],$$

где θ_1, θ_2 — углы разворота первого и второго СКВТ; $Q_{f_{s_{\theta_1}}}, Q_{f_{c_{\theta_1}}}, Q_{f_{s_{\theta_2}}}, Q_{f_{c_{\theta_2}}}$ — интегральные суммы на выходах МУ1, МУ2, МУ3, МУ4 соответственно. Следящая система ПВЧК придет в равновесие при $\Delta Q_{f_{\text{ин}}} = 0$, т. е. при $\sin(\theta_1 - N) = \sin(N - \theta_2)$. Отсюда $N = (\theta_1 + \theta_2)/2$. Для получения кода суммы углов разворота необходимо учитывать в цифровом виде сумму выходных кодов определителей октантов.

Рассмотренный интегрально-частотный метод построения преобразователя угол—код по сравнению с известными методами обладает следующими достоинствами:

- возможность отказа от прецизионного источника питания;
- упрощение функциональных преобразований и уменьшение аппаратных затрат;
- высокая помехоустойчивость;
- совмещение аналого-цифрового преобразования с тригонометрическими преобразованиями и простыми вычислительными операциями при малых аппаратных затратах.

Основным недостатком интегрально-частотного преобразования является большое время преобразования. Для расширения области использования интегрально-частотного ПВЧК должны быть рассмотрены следующие пути увеличения их быстродействия:

- а) совместное использование широтного и частотного кодирования;
- б) многоотсчетное представление информации [11], [12];
- в) использование экстраполирующих устройств;
- г) питание обмоток СКВТ напряжением формы меандр.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зверев А. Е., Максимов В. П., Мясников В. А. Преобразователь угловых перемещений в цифровой код. Л., 1974.
2. Schmitz H. — Electronics Design, 1970, N 6, 7, 8.
3. Бочко Ю. И., Ираний А. П., Дегтярев В. П. Преобразователь угла поворота вала в код. Авт. свид. СССР № 362336. — Бюл. изобр. 1972, № 2, с. 113.
4. Ираний А. П. Способ преобразования угла поворота в код. Авт. свид. СССР № 409262. — Бюл. изобр., 1973, № 48, с. 124.
5. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Л., 1972.

6. *Мельников А. А., Рыжевский А. Г., Трифонов Е. Ф.* Обработка частотных и временных импульсных сигналов. М., 1976.
7. *Добрис Г. В.* Исследование принципов построения преобразователей код—вероятность для стохастических вычислительных машин. Автореф. канд. дис. Л., 1973.
8. *Яковлев В. В., Федоров Р. Ф.* Стохастические вычислительные машины. Л., 1974.
9. *Лапкин Л. Я., Сергеев Ю. Ф.* Делительное устройство. Авт. свид. СССР № 477425. — Бюл. изобр., 1975, № 26, с. 121.
10. *Бусленко Н. П., Шрейдер Ю. А.* Метод статистических испытаний Монте Карло и его реализация на цифровых вычислительных машинах. М., 1961.
11. *Абрамсон И. Т., Лапкин Л. Я.* — Автомат. и вычислит. техн., 1975, № 4, с. 84.
12. *Лапкин Л. Я., Сергеев Ю. Ф.* — В кн.: Многозначные элементы и структуры. Киев, 1975, с. 76.