

## ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЦИФРОУПРАВЛЯЕМЫЙ КАЛИБРАТОР ФАЗЫ

### THE BROADBAND PHASE CALIBRATOR WITH DIGITAL CONTROL

г. Уфа, Башкирский государственный аграрный университет  
г. Уфа, Башкирский государственный университет

Ufa, Bashkir State Agrarian University  
Ufa, Bashkir State University

In the report the way of build-up of the broadband phase calibrator controllable by a numerical code and possibility of improving of its metrology performances is considered. The mode of construction is based on representation of trigonometrical functions by a segment of an ascending power series. It is shown, that application of such methods of approximating as interpolation and method of the Chebyshev give significant decrease of errors as contrasted to by method of Taylor.

Фазовые методы измерений часто позволяют значительно повысить метрологические характеристики измерительных приборов. Поэтому по-прежнему важным остается улучшение метрологического обеспечения фазовых измерений и создание цифруправляемых калибраторов фазы [1,2].

В основу схемы калибратора, рассматриваемого в докладе (рис. 1), положены две цепочки каскадно включенных умножающих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). Каждый ЦАП производит умножение напряжения, поступающего на его аналоговый вход, на величину  $-N/2^m$ , где  $N$  – значение цифрового кода, подаваемого на входы ЦАП,  $m$  – разрядность ЦАП. При каскадном соединении ЦАП их выходные напряжения пропорциональны степени величины  $x = N/2^m$ . Суммирование этих напряжений с определенными коэффициентами позволяет моделировать необходимые многочлены. В данной схеме суммирование осуществляется с помощью операционных усилителей [3].

На аналоговые входы цифроаналоговых преобразователей ЦАП1 и ЦАП5 поступают гармонические сигналы с одинаковыми амплитудой и частотой, но сдвинутые относительно друг друга на  $90^\circ$ . Цифроаналоговые преобразователи ЦАП1-ЦАП4 и операционные усилители А1, А3 осуществляют умножение сигнала  $U_{ex}$  на многочлен  $C(x)$  и формируют сигнал  $U_{ex}C(x)$ . Цифроаналоговые преобразователи ЦАП5-ЦАП8 и операционные усилители А2, А4 формируют сигнал  $jU_{ex}S(x)$ , сдвинутый на  $90^\circ$ .

Суммирование выходных напряжений ЦАП происходит в два этапа. Сначала на операционных усилителях А1 и А2 суммируются напряжения, требующие перемены полярности. Затем на операционных усилителях А3, А4 происходит формирование гармонических сигналов с амплитудами, пропорциональными многочленам  $C(x)$  и  $S(x)$ . При этом напряжения с выходов операционных усилителей А1 и А2 суммируются с весовыми коэффициентами, равными единице.

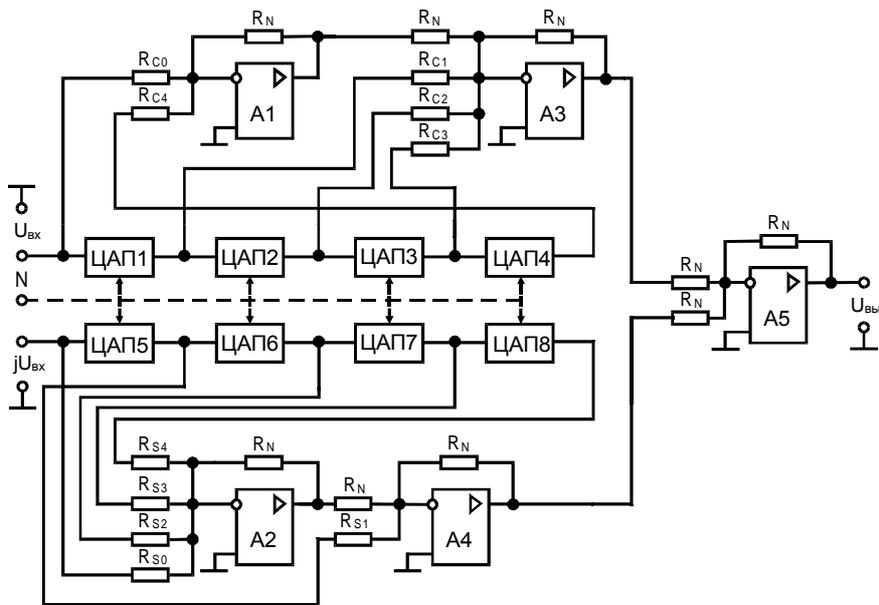


Рисунок 1. Схема широкополосного калибратора фазы

Отношения сопротивлений резисторов  $R_N/R_{C_i}$  и  $R_N/R_{S_i}$  выполняют роль модулей коэффициентов многочленов  $S(x)$  и  $C(x)$ . Полярности суммируемых напряжений определяют знаки этих коэффициентов. Операционный усилитель А5 выполняет операцию сложения ортогональных составляющих и формирует напряжение:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -(C(x)\dot{U}_{\text{вх}} + jS(x)\dot{U}_{\text{вх}}). \quad (1)$$

Коэффициенты многочленов  $C(x)$  и  $S(x)$  подобраны таким образом, чтобы выполнялись приближенные равенства:

$$C(x) \cong \cos(\pi x/2), \quad S(x) \cong \sin(\pi x/2). \quad (2)$$

В этом случае выражение (1) примет вид:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -(C(x)\dot{U}_{\text{вх}} + jS(x)\dot{U}_{\text{вх}}) \approx -\left(\cos\left(\frac{\pi}{2}x\right)\dot{U}_{\text{вх}} + j\sin\left(\frac{\pi}{2}x\right)\dot{U}_{\text{вх}}\right) = -\dot{U}_{\text{вх}} e^{j\frac{\pi}{2}x}. \quad (3)$$

Величина  $x$  изменяется в интервале  $[0, 1]$ , что позволяет регулировать угол фазового сдвига в одном квадранте.

Если напряжения, не требующие изменения полярности, инвертировать на операционных усилителях А1 и А2, а остальные напряжения подать на входы операционных усилителей А3 и А4, то формируемые многочлены  $S(x)$  и  $C(x)$  изменят свой знак на противоположный. В этом случае угол фазового сдвига на выходе калибратора будет определяться равенством:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = C(x)\dot{U}_{\text{вх}} + jS(x)\dot{U}_{\text{вх}} = \cos\left(\frac{\pi}{2}x\right)\dot{U}_{\text{вх}} + j\sin\left(\frac{\pi}{2}x\right)\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}} e^{j\frac{\pi}{2}x}.$$

При этом изменение угла фазового сдвига будет происходить в I-ом квадранте. Изменяя знак только из одного из многочленов, можно осуществить регулирование угла фазового сдвига в диапазонах  $[\pi/2, \pi]$  и  $[3\pi/2, \pi]$ .

Необходимо обеспечить, чтобы напряжения на выходах операционных усилителей не выходили за пределы допустимых значений. Для операционных усилителей А3 и А4 это условие выполняется, если амплитуда входных напряжений  $U_{\text{вх}}$  и  $jU_{\text{вх}}$  не превышает максимального значения выходного напряжения  $U_{\text{вых, макс}}$ , при котором передаточную характеристику усилителя еще можно считать линейной. Для операционных усилителей А1 и А2 этого может оказаться недостаточно. Входные и выходные напряжения этих усилителей связаны соотношениями:

$$U_{A1} = \left( -\frac{R_N}{R_{C0}} - \frac{R_N}{R_{C4}} x^4 \right) U_{\text{вх}},$$

$$U_{A2} = \left( -\frac{R_N}{R_{S0}} - \frac{R_N}{R_{S2}} x^2 + \frac{R_N}{R_{S3}} x^3 - \frac{R_N}{R_{S4}} x^4 \right) jU_{\text{вх}}. \quad (4)$$

Поэтому для корректной работы этих усилителей, если считать, что в схеме используются операционные усилители только одного типа, необходимо выполнение условия:

$$U_{\text{вых. max}} > \max[U_{A1}, U_{A2}]. \quad (5)$$

Обеспечить работу операционных усилителей в линейном режиме можно двумя способами. Первый способ - уменьшить амплитуды входных напряжений  $U_{\text{вх}}$  и  $jU_{\text{вх}}$  до величины, при которой выполняется условие (5). Этот способ не всегда подходит, поскольку сужает диапазон изменения выходного сигнала. Целесообразно использовать второй способ, который рассмотрим на следующем примере. Допустим, что выходное напряжение операционного усилителя  $A1$   $U_{A1}$ , рассчитанное по формуле (4), превышает  $U_{\text{вых. max}}$  в  $k$  раз. В этом случае необходимо уменьшить сопротивление резистора  $R_N$  в цепи обратной связи операционного усилителя  $A1$  в  $q$  раз ( $q > k$ ). При этом напряжение  $U_{A1}$  станет меньше  $U_{\text{вых. max}}$ . Для того, чтобы такое изменение не повлияло на конечный результат, уменьшим сопротивление резистора  $R_N$ , который соединяет выход операционного усилителя  $A1$  и вход операционного усилителя  $A3$  в  $q$  раз. Таким образом можно избежать насыщения операционных усилителей  $A1$  и  $A2$  для любой комбинации коэффициентов аппроксимирующих многочленов  $C(x)$  и  $S(x)$  без уменьшения динамического диапазона выходного сигнала.

Степень многочленов  $C(x)$  и  $S(x)$  выбирается исходя из требуемой точности и определяет количество используемых в схеме ЦАП. Для упрощения устройства следует стремиться к уменьшению количества каскадно включенных ЦАП без увеличения погрешности калибратора фазы.

Методическая погрешность воспроизведения угла фазового сдвига и нестабильность выходного напряжения обусловлены использованием приближенных равенств (2). Уменьшить погрешность можно путем оптимального подбора коэффициентов полиномов  $C(x)$  и  $S(x)$ .

Для нахождения этих коэффициентов широко применяют разложение функции в ряд Маклорена. При этом разложение происходит в точке  $x=0$ . Можно увеличить точность аппроксимации, если воспользоваться более общим разложением функции в ряд Тейлора в произвольной точке. В качестве такой точки выгоднее всего брать середину отрезка аппроксимации. Однако, это метод не всегда дает наилучший результат. Для уменьшения методической погрешности в рассматриваемом калибраторе фазы были использованы метод Чебышева и интерполяция.

Метод Чебышева основан на разложении функции по обобщенным полиномам Чебышева. Известно, что для одной и той же функции такой ряд сходится к ней гораздо быстрее, чем ряд Тейлора. Поэтому при одинаковых степенях воспроизводимого многочлена погрешность аппроксимации по методу Чебышева будет меньше.

При интерполяции для нахождения коэффициентов многочлена  $a_k$  составляют систему уравнений:

$$a_0 + a_1 x_i + a_2 x_i^2 + a_3 x_i^3 + \dots + a_n x_i^n = f(x_i), (i = 0, 1, 2, \dots, n).$$

Эта система уравнений легко решается методом Крамера. Здесь  $x_i$  - узлы интерполяции,  $f(x)$  - функция  $\cos(\pi x/2)$  или  $\sin(\pi x/2)$ .

Зная коэффициенты  $a_i$  и  $b_i$  многочленов  $C(x)$  и  $S(x)$  легко рассчитать сопротивления резисторов  $R_{Ci}$  и  $R_{Si}$ :  $R_{Si} = R_N / b_i$  и  $R_{Ci} = R_N / a_i$ . Сопротивление резисторов  $R_N$  выбирается с учетом конкретного схемотехнического решения.

Анализ показал, что методическая погрешность воспроизведения фазового сдвига и нестабильность амплитуды выходного напряжения калибратора фазы определяются следующими соотношениями:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} x - \arctg \frac{S(x)}{C(x)}, \quad \delta U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 1 - \sqrt{C^2(x) + S^2(x)}.$$

В табл. 1 приведены максимальные значения погрешностей для упомянутых методов в сравнении с методом Тейлора. Здесь  $n$  - степень многочленов  $S(x)$  и  $C(x)$ .

Таблица 1. Максимальные значения погрешности для различных методов.

n	Метод Чебышева		Интерполяция		Метод Тейлора	
	$\Delta\varphi$ , град	$\delta U_{\text{вых}}$ , %	$\Delta\varphi$ , град	$\delta U_{\text{вых}}$ , %	$\Delta\varphi$ , град	$\delta U_{\text{вых}}$ , %
3	0,07	0,2	0,06	0,2	0,5	1
4	0,009	0,01	0,009	0,01	0,1	0,6
5	0,0006	0,001	0,0006	0,001	0,01	0,06
6	0,0006	0,0003	0,0006	0,0002	0,002	0,002

Анализ табличных данных показывает, что метод Чебышева и интерполяция дают значительное снижение методических погрешностей по сравнению с разложением в ряд Тейлора. Это обстоятельство позволяет либо сократить количество включенных каскадно ЦАП при заданной погрешности калибратора фазы, либо на порядок увеличить точность воспроизведения функции при заданном количестве ЦАП.

Рассмотренный калибратор фазы является широкополосным. ЦАП, моделирующие синусную и косинусную зависимости, являются частотнонезависимыми и могут работать в диапазоне частот, определяемом их частотными характеристиками. Определенную сложность представляет обеспечение на входах калибратора фазы равных по модулю и сдвинутых на  $90^\circ$  напряжений  $U_{ex}$  и  $jU_{ex}$  (рис. 1). Эта задача решается в ряде случаев применением широкополосных фазоразностных устройств [1].

#### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Сапельников В.М., Кравченко С.А., Чмых М.К. Проблемы воспроизведения смещаемых во времени электрических сигналов и их метрологическое обеспечение / Изд-е Башкирск. гос. ун-та. – Уфа, 2000.- 196 с.
2. Сапельников В.М. Цифро-аналоговые преобразователи в калибраторах фазы / Изд-е Башкирск. ун-та. - Уфа, 1997.- 152 с.
3. Сапельников В.М., Хакимов Р.А., Коловертнов Г.Ю. Цифроаналоговые преобразователи для воспроизведения тригонометрических функций //Измерительная техника. - 2001. - № 3. - С. 17-20.