

А. И. КОНДАЛЕВ, С. Д. ХАЧАТУРОВ
 (Киев)

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗОВРАЩАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОДИРУЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МАЛЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ*

Приводится принципиальная схема фазовращающего устройства и выводятся аналитические зависимости для расчета основных характеристик устройства. Даются расчетные и экспериментальные кривые изменения величины фазы от управляющего тока.

При разработке кодирующих устройств для аналоговых сигналов, снимаемых с датчиков низкого уровня мощности (термопар, термометров сопротивлений, тензометров), требуются высокочувствительные, помехоустойчивые, простые и надежные преобразователи этих сигналов в некоторые другие сигналы, удобные для числового кодирования. Если при этом скорость изменения входных аналоговых сигналов ($0,01 \div 5$ гц) незначительна, то можно ограничиться сравнительно небольшой частотой преобразования их. Этим требованиям отвечает преобразователь напряжения (тока) низкого уровня мощности в эквивалентный сдвиг фазы между двумя синусоидальными напряжениями, удобный для построения на его основе фазо-импульсных аналого-цифровых преобразователей, цифровых вольтметров, телемеханических систем и т. д.

Преобразователь представляет собой фазовращающее устройство ФУ (рис. 1), имеющее активные постоянные сопротивления R_1 , R_2 , переменные сопротивления R_3 , R_4 и переменное реактивное сопротивление X , которые включены по схеме моста.

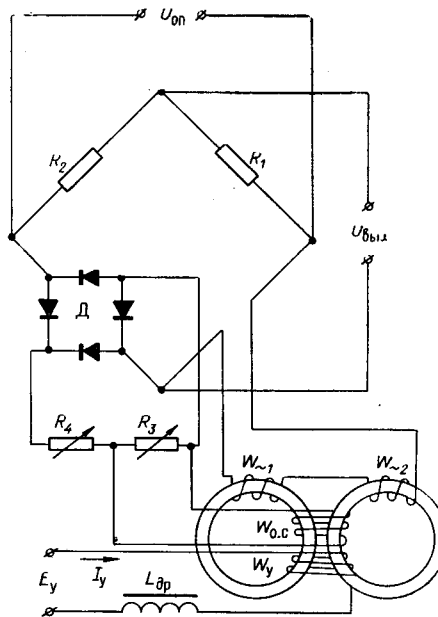


Рис. 1.

* Материал доложен на VIII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1966 года в Новосибирске.

Известно [1], что данная схема при изменении X дает возможность изменять фазу выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ относительно опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ в пределах от 0 до 180° по закону

$$\varphi = 2 \operatorname{arctg} \frac{X}{\sum R}, \quad (1)$$

где φ — сдвиг фазы выходного напряжения относительно опорного;

$$\sum R = R_3 + R_4 + R_x;$$

R_x — сопротивление выпрямительного моста.

При этом $U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{оп}}}{2}$, если $R_1 = R_2$, $R_{\text{оп}} \approx 0$ и $R_{\text{н}} \approx \infty$, что подтверждается векторной диаграммой, приведенной на рис. 2.

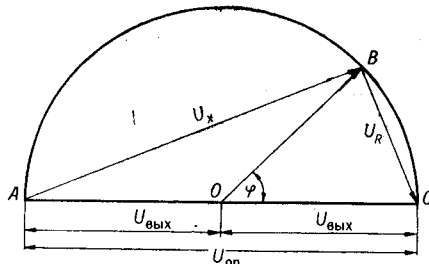


Рис. 2.

Функцию переменного реактивного сопротивления выполняет управляемая индуктивность, включенная по схеме однотактного магнитного усилителя (два пермалловых сердечника, имеющих $W_{\sim 1}$ и $W_{\sim 2}$ — фазовращающие обмотки, W_y — обмотки управления, $W_{o.c}$ — обмотки отрицательной обратной связи).

Для определения зависимости индуктивного сопротивления фазовращающих обмоток X от тока управления воспользуемся уравнениями [2], характеризующими магнитную

$$d H_{\sim} = S d H_y + \frac{d B}{\mu_a} \quad (2)$$

(здесь H_{\sim} и H_y — соответственно напряженность переменного и постоянного магнитных полей;

$S = \frac{\partial H_{\sim}}{\partial H_y}$ — крутизна характеристики управляемой индуктивности;

B — переменная составляющая магнитной индукции;

μ_a — дифференциальная магнитная проницаемость материала магнитопровода)

и электрическую цепи переменного тока (активным сопротивлением фазовращающих обмоток пренебрегаем)

$$U_c^2 = I_{\sim}^2 (\sum R)^2 + I_{\sim}^2 X^2, \quad (3)$$

где U_c — переменное напряжение, приложенное к фазовращающим обмоткам;

I_{\sim} — действующее значение переменного тока.

Совместное решение (2) и (3) относительно X дает

$$X = \frac{ac - b I_y \sqrt{c^2 (\sum R)^2 + a^2 - b^2 (\sum R)^2 I_y^2}}{c^2 - b^2 I_y^2}, \quad (4)$$

где

$$a = \frac{W_{\sim} U_c}{l}; \quad b = S \frac{W_y}{l}; \quad c = \frac{U_c}{4k_{\Phi} f W_{\sim} Q \mu_d}; \quad (5)$$

$W_{\sim} = W_{\sim 1} + W_{\sim 2}$ — суммарное число витков фазовращающих обмоток;
 l и Q — соответственно средняя длина и площадь поперечного сечения магнитопровода;
 k_{Φ} — коэффициент формы напряжения переменного тока.

Анализ (4) и (5) показывает, что $c \ll a$ и $b \sum R I_y \ll a$, поэтому, обозначив $\frac{a}{b} = K$, с достаточной для практики точностью из (4) получим

$$X = \frac{K}{I_y}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (1), находим окончательное выражение, характеризующее зависимость сдвига фазы на выходе схемы φ от тока управления I_y :

$$\varphi = 2 \operatorname{arctg} \frac{K}{I_y \sum R}. \quad (7)$$

Графическое изображение зависимости (7) приведено на рис. 3. Фазовращающее устройство, как измерительный преобразующий элемент кодирующего преобразователя, должно удовлетворять следующим основным требованиям: обладать высокой чувствительностью, линейностью выходной характеристики.

Чувствительность. Под чувствительностью устройства понимается отношение приращения выходной величины φ к приращению входной величины I_y (см. рис. 3), т. е.

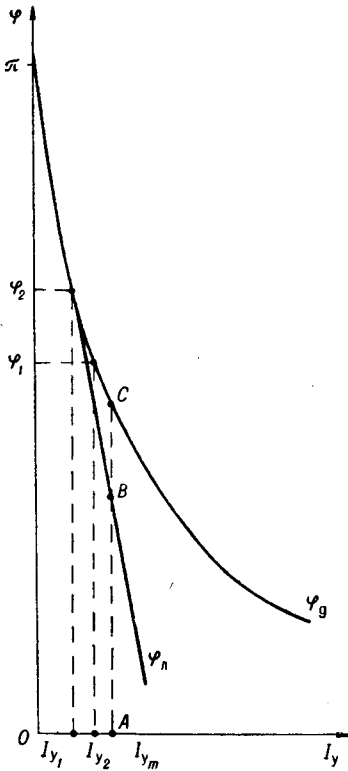


Рис. 3.

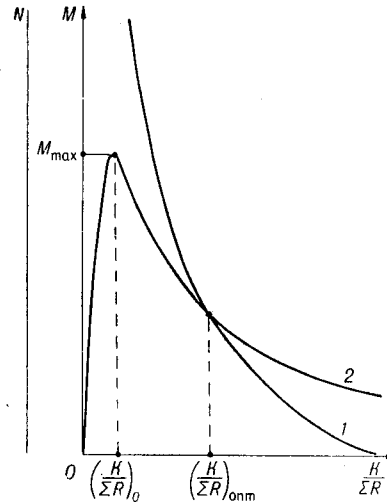


Рис. 4.

$$M = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{I_{y_2} - I_{y_1}} = \frac{\Delta \varphi}{\Delta I_y}. \quad (8)$$

Переходя к пределу, получим

$$M = \frac{\partial \varphi}{\partial I_y} = - \frac{2K \sum R}{K^2 + I_y^2 (\sum R)^2}. \quad (9)$$

Из анализа уравнения (9) следует, что чувствительность устройства зависит от отношения $\frac{K}{\sum R}$ (рис. 4, кривая 2) и тока управления I_y (рис. 5, кривая 1).

Участок кривой (см. рис. 4), соответствующий значениям отношения, меньшим $\left(\frac{K}{\sum R}\right)_0$, не представляет практического интереса, так как реально таких значений отношения обеспечить нельзя, и, как показано ниже, в этом нет необходимости. На рабочем участке кривой чувствительность устройства падает с увеличением отношения $\frac{K}{\sum R}$.

Максимальное значение чувствительности имеет место при условии $\frac{K}{\sum R I_y} = 1$ для $I_y = \text{const.}$

Линейность. Из уравнения (7) видно, что выходная характеристика ФУ нелинейна. Под линейностью выходной характеристики понимается отклонение действительной кривой $\varphi_d = f(I_y)$ от идеальной характеристики, представляющей собой касательную к действительной кривой в точке $I_y = 0$ (см. рис. 3). Макси-

мальное абсолютное значение нелинейности для измеряемой величины, изменяющейся в пределах от 0 до I_{ym} , определяется разностью значений ординат $AC - AB$.

Для относительной нелинейности N получим

$$N = \frac{AC - AB}{AC} = \frac{\varphi_d - \varphi_l}{\varphi_d}. \quad (10)$$

Уравнение идеальной кривой имеет вид

$$\varphi_l = \pi - \frac{2 \sum R I_y}{K}. \quad (11)$$

Подставляя (7) и (11) в (10), находим

$$N = 1 - \frac{\frac{\pi}{2} - \frac{\sum R}{K} I_y}{\arctg \frac{K}{\sum R I_y}}. \quad (12)$$

Продифференцируем уравнение (14) по всем параметрам и приравняем результаты к нулю:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial x_1} &= 0; \\ \frac{\partial f}{\partial x_2} &= 0; \\ \dots &\dots \\ \frac{\partial f}{\partial x_m} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Совместное решение системы дифференциальных уравнений (15) дает значения оптимальных параметров устройства, удовлетворяющего данной совокупности требований.

В нашем случае основные требования, предъявляемые к ФУ, следующие: 1) максимальная чувствительность; 2) минимальная нелинейность выходной характеристики; 3) максимальное выходное сопротивление для источника опорного напряжения; 4) минимальное выходное сопротивление.

Аналитические выражения для чувствительности и нелинейности выходной характеристики преобразователя выражаются соответственно уравнениями (9) и (12).

Для определения аналитической зависимости входного и выходного сопротивлений устройства воспользуемся общими уравнениями мостовых измерительных цепей [3].

Поскольку ФУ питается от источника с внутренним сопротивлением, близким к нулю, работает на нуль-орган (выявитель нуля) с достаточно высоким входным сопротивлением и $R_1=R_2=R$, то выражения для R_R и $R_{\text{вых}}$ значительно упрощаются:

$$R_{\text{вх}} = \frac{2R \sum R + 2jR \frac{K}{I_y}}{2R + \sum R + j \frac{K}{I_y}}; \quad (16)$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{R^2 \sum R + jR^2 \frac{K}{I_v} + 2jR \sum R \frac{K}{I_y}}{2R \sum R + 2jR \frac{K}{I_y}}. \quad (17)$$

Формулу (14) запишем в виде

$$f = P_1 M + \frac{P_2}{N} + P_3 R_{\text{вх}} + \frac{P_4}{R_{\text{вых}}}. \quad (18)$$

Если выбрать весовые коэффициенты

$$P_1 = P_2 = 0,4 \text{ и } P_3 = P_4 = 0,1, \quad (19)$$

после подстановки (9), (12), (16), (17), (19) в (18) получим

$$f = - \frac{0,8 K \sum R}{K^2 + I_y^2 (\sum R)^2} + \frac{0,4 \operatorname{arctg} \frac{K}{I_y \sum R}}{\operatorname{arctg} \frac{K}{I_y \sum R} - \frac{\pi}{2} + \frac{\sum R}{K} I_y} +$$

$$+ 0,1 \frac{2R \sum R + 2j R \frac{K}{I_y}}{2R + \sum R + j \frac{K}{I_y}} + 0,1 \frac{2R \sum R + 2j R \frac{K}{I_y}}{R^2 \sum R + j R^2 \frac{K}{I_y} + 2R \sum R \frac{K}{I_y}} \quad (20)$$

Дифференцируя уравнение (20) по параметрам K , $\sum R$, R при $I_y = \text{const}$ и решая совместно систему дифференциальных уравнений, найдем следующие значения параметров устройства для $I_y = 0,0005$ а: $K = 4$; $R = \sum R = 5000$ ом.

Расчет показывает, что при этих параметрах значения нелинейности и чувствительности получаются оптимальными, что позволяет проводить преобразование сигнала величиной $I_y = 0 \div 0,5$ ма с погрешностью не более 0,5%.

Быстродействие ФУ определяется инерционностью управляемой индуктивности и частотой опорного напряжения f . Последняя, в свою очередь, зависит от толщины ленты ферромагнитного материала сердечника. Толщина ленты ферромагнитного материала сердечника (0,01—0,02 мм), использовавшегося в описываемом ФУ, позволяла работать на частоте 10—20 кГц и выше.

Входное сопротивление ФУ для аналогового сигнала определяется активным сопротивлением обмотки управляемой индуктивности W_y и составляет 0,5—1 ком. При преобразовании сигналов от терморпар, выходное сопротивление которых составляет доли ома, ФУ обеспечивает необходимую точность преобразования. Термометры сопротивления и тензометрические датчики обладают выходным сопротивлением, соизмеримым с входным сопротивлением ФУ, поэтому появляется необходимость в увеличении входного сопротивления, что достигается введением комбинированной обратной связи [4], которая повышает входное сопротивление до сотен тысяч ом, сохраняя чувствительность ФУ.

С целью экспериментальной проверки полученных расчетных данных был построен макет фазовращающего устройства. Для обеспечения необходимой величины коэффициента K получены следующие параметры элементов схемы управляемой индуктивности: сердечники из листового пермаллоя толщиной 0,05 мм; $W_{\sim 1} = W_{\sim 2} = 500$ витков; $W_y = 3000$ витков; $W_{o.c} = 500$ витков; $f = 1000$ гц; $U_{оп} = 22$ в; $R = \sum R = 5000$ ом.

На рис. 6 представлены графически расчетная (кривая 1) и экспериментальная (кривая 2) зависимости $\varphi = f(I_y)$. Следует отметить,

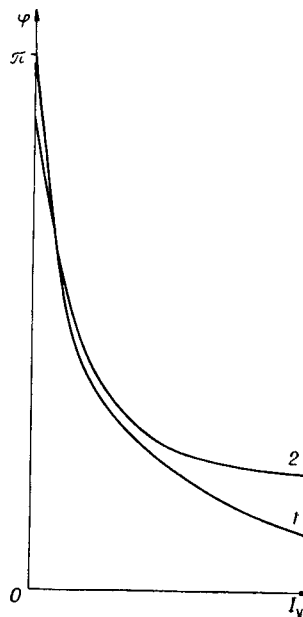


Рис. 6.

что аналого-цифровой преобразователь, построенный на основе ФУ, включенных по дифференциальной схеме, не критичен к изменению температуры в широком диапазоне. Как показали эксперименты, при изменении температуры в диапазоне от -20 до $+40^\circ$ отклонение разности начальных значений сдвига фазы для двух одинаковых ФУ не выходит за пределы допустимой погрешности.

ЛИТЕРАТУРА

1. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. Я. Мизюк. Электромеханические и электронные фазометры. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.
2. Н. М. Тищенко. Стабильность магнитных усилителей. М.—Л., «Энергия», 1964.
3. К. Б. Карандеев. Мостовые методы измерения. Киев, Гостехиздат УССР, 1953.
4. В. А. Гейгер. Схемы магнитных усилителей. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

*Поступила в редакцию
19 сентября 1966 г.*

A. I. Kondalev, S. D. Khachaturov

PHASE-ROTATOR OF CODING CONVERTER OF WEAK CURRENTS AND OF LOW VOLTAGES

Schematic circuit of phase-rotator is listed. To design the basic performance characteristics of device the analytic relationships are deduced. Theoretical and experimental curves of phase against controlling current are given.
