А К А Д Е М И Я Н А У К С С С Р
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
А В Т О М Е Т Р И Я

№ 5 1966

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 621.317.727.2

П. П. КЕМЕШИС, Г. М. ЯСИНЕВИЧЕНЕ

(Каунас)

ВОПРОСЫ ДИНАМИКИ ДВУХКАНАЛЬНОГО ФЕРРОДИНАМИЧЕСКОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА

Приводятся выражения передаточных функций двухканального ферродинамического автокомпенсатора с отдельными рабочими рамками. Рассматривается вопрос стабилизации устройства при помощи корректирующух цепей переменного тока. Сопоставляются экспериментальные и расчетные переходные процессы и амплитудно-частотные характеристики системы. Определяются условия устойчивой работы автокомпенсатора при изменении фазового угла и коэффициента усиления усилителя.

Двухканальный ферродинамический автокомпенсатор может быть успешно применен для одновременного измерения и регистрации составляющих вектора переменного напряжения [1, 2]. Совместно с оптическим преобразователем [3] он может быть использован в качестве измерителя модуля и аргумента переменного напряжения. Анализ статических погрешностей ферродинамических автокомпенсаторов показал, что точность двухканального автокомпенсатора при определении модуля и аргумента переменного напряжения соответственно не меньше 0,5%. Однако недостаточно исследованные вопросы динамики двухканального автокомпенсатора затрудняют его применение.

В настоящей статье излагаются основные соотношения, определяющие динамические свойства двухканального ферродинамического автокомпенсатора с отдельными рабочими рамками.

ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ПО ОГИБАЮЩИМ ДЛЯ ДВУХКАНАЛЬНОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА С ОТДЕЛЬНЫМИ РАБОЧИМИ РАМКАМИ

Двухканальный ферродинамический автокомпенсатор (рис. 1) выполнен в виде следящей системы переменного тока с усилителем [1].

Ферродинамические приборы имеют две концентрически расположенные рамки — компенсационную W_k и рабочую W_d. Сумма э. д. с. $E_{k1}(t)$ и $E_{k2}(t)$, индуктированных в компенсационных рамках, служит для уравновешивания измеряемого напряжения $U(t) = U(t)\sin(\omega_0 t + \delta)$, где $U(t)$ — огибающая измеряемого напряжения; ω_0 — несущая частота; δ — фазовый угол измеряемого напряжения.

В системе применен широкополосный электронный усилитель с двумя выходными каскадами (K_1' и K_2').

Чувствительность приборов к составляющим вектора измеряемого напряжения U одинакова, т. е. анализируемый автокомпенсатор симметричный. Условия симметрии системы следующие:

$$W_{d1} = W_{d2} = W_d;$$
$$W_{k1} = W_{k2} = W_k;$$
$$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi; \quad K_1(p) = K_2(p) = K(p);$$
$$Z_1(p) = Z_2(p) = Z(p); \quad J_1 = J_2 = J;$$
$$q_1 = q_2 = q; \quad w_1 = w_2 = w,$$

где Φ — амплитуда потока возбуждения;
$K(p)$ — передаточная функция усилителя;
p — оператор Лапласа;
$Z(p)$ — сопротивление цепи рабочей рамки;
J — момент инерции подвижной части измерительной системы:
q — механический коэффициент успокоения;
w — механический удельный противодействующий момент, создаваемый токоподводками рамок.

Взаимная индуктивность между компенсационной и рабочей рамками M пренебрежимо мала, т. е. при анализе системы считается, что $M=0$. Поток возбуждения первого прибора отстает от потока возбуждения второго прибора на угол ψ ($\psi = -90°$).

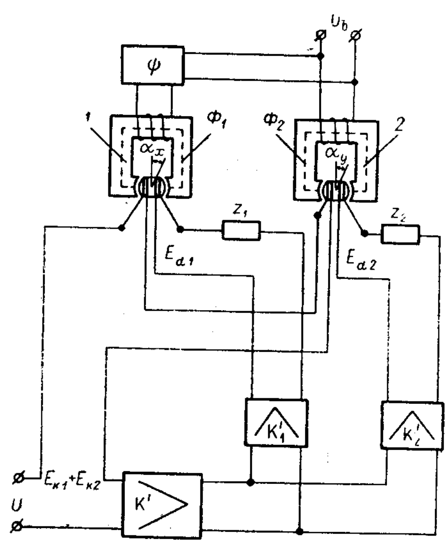

Рис. 1.

Передаточные функции по огибающим для замкнутой системы двухканального ферродинамического автокомпенсатора определяются аналогично одноканальному [4] с помощью методики определения передаточных функций следящих систем, работающих на переменном токе [5]. При определении передаточных функций принято, что частота входного сигнала огибающей измеряемого напряжения Ω гораздо меньше несущей частоты ω_0, т. е. $\Omega \ll \omega_0$.

Данное допущение позволяет не учитывать составляющие двойной несущей частоты на выходе системы [6], что существенно упрощает решение задачи.

Система уравнений, описывающая работу двухканального автокомпенсатора с отдельными рабочими рамками, имеет следующий вид:

$$\left\{\begin{aligned} A(p)\,\alpha_x(p) &= -\operatorname{Im}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\,U_x(p) - \operatorname{Re}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\,U_y(p) + \\ &+ \left(\Phi_k \operatorname{Im}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\,p + \Phi_k\,\omega_0 \operatorname{Re}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\right)\alpha_y(p); \\ A(p)\,\alpha_y(p) &= -\operatorname{Im}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\,U_y(p) + \operatorname{Re}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\,U_x(p) - \\ &- \left(\Phi_k \operatorname{Im}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\,p + \Phi_k\,\omega_0 \operatorname{Re}\frac{K(p+j\omega_0)}{Z(p+j\omega_0)}\right)\alpha_x(p), \end{aligned}\right. \tag{1}$$

где

$$A(p)=\frac{2I}{\Phi_d}p^2+\left(\frac{2q}{\Phi_d}+\Phi_d\,\mathrm{Re}\,\frac{1}{Z(p+j\,\omega_0)}+\Phi_k\,\mathrm{Re}\,\frac{K(p+j\,\omega_0)}{Z(p+j\,\omega_0)}\right)p+$$

$$+\frac{2w}{\Phi_d}-\Phi_d\,\omega_0\,\mathrm{Im}\,\frac{1}{Z(p+j\,\omega_0)}-\Phi_k\,\omega_0\,\mathrm{Im}\,\frac{K(p+j\,\omega_0)}{Z(p+j\,\omega_0)};$$

$\mathrm{Re}\,\dfrac{K(p+j\,\omega_0)}{Z(p+j\,\omega_0)}=\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{K(p+j\,\omega_0)}{Z(p+j\,\omega_0)}+\dfrac{K(p+j\,\omega_0)}{Z(p+j\,\omega_0)}\right)$ — передаточная функция по огибающей усилителя и цепи рабочей рамки для синфазной составляющей;

$\mathrm{Im}\,\dfrac{K(p+j\,\omega_0)}{Z(p+j\,\omega_0)}=\dfrac{1}{2j}\left(\dfrac{K(p+j\,\omega_0)}{Z(p+j\,\omega_0)}-\dfrac{K(p-j\,\omega_0)}{Z(p-j\,\omega_0)}\right)$ — передаточная функция по огибающей усилителя и цепи рабочей рамки для квадратурной составляющей;

$\Phi_k=\Phi\,W_k$; $\Phi_d=\Phi\,W_d$; $U_x(p)=U(p)\cos\delta$; $U_y(p)=U(p)\sin\delta$.

Широкополосный электронный усилитель относительно огибающей входного сигнала при $\Omega\ll\omega_0$ можно считать безынерционным. Угол усилителя φ на несущей частоте ω_0 равен —90°, т. е.

$$\mathrm{Re}K(p+j\omega_0)=0;\ \mathrm{Im}K(p+j\omega_0)=-K. \tag{2}$$

В случае наличия в рабочих цепях рамок добавочного активного сопротивления $R\gg\omega_0L$ (L — индуктивность цепи рабочей рамки) можно считать, что

$$\mathrm{Im}\,\frac{1}{Z(p+j\,\omega_0)}=0;\quad \mathrm{Re}\,\frac{1}{Z(p+j\,\omega_0)}=\frac{1}{R}. \tag{3}$$

Решая систему уравнений (1) и учитывая условия (2) и (3), легко показать, что передаточные функции по огибающим для отдельных каналов анализируемого автокомпенсатора равны:

$$D_x(p)=\frac{\alpha_x(p)}{U_x(p)}=\frac{A(p)\,\dfrac{K}{R}-\Phi\left(\dfrac{K}{R}\right)^2\mathrm{tg}\,\delta\,p}{A^2(p)+\Phi\left(\dfrac{K}{R}\right)^2p^2}; \tag{4}$$

$$D_y(p)=\frac{\alpha_y(p)}{U_y(p)}=\frac{A(p)\,\dfrac{K}{R}+\Phi_k\left(\dfrac{K}{R}\right)^2\mathrm{ctg}\,\delta\,p}{A^2(p)+\Phi_k\left(\dfrac{K}{R}\right)^2p^2}. \tag{5}$$

Устойчивость системы определяется характеристическим уравнением, соответствующим знаменателю передаточных функций. Анализ характеристического уравнения показывает, что при практических значениях параметров автокомпенсатора система возбуждается, или имеет переходный процесс с малым коэффициентом затухания.

СТАБИЛИЗАЦИЯ АВТОКОМПЕНСАТОРА С ПОМОЩЬЮ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для стабилизации системы последовательно с усилителем включается корректирующая цепь (Т-образный мост, двойной Т-образный мост или др.). Передаточные функции резонансных корректирующих цепей переменного тока имеют вид [7]:

$\mathrm{Re}\, T\,(p + j\,\omega_0) = n\dfrac{\tau p + 1}{n\tau p + 1}$ для синфазной составляющей;

$\mathrm{Im} T(p+j\omega_0) = 0$ для квадратурной составляющей,

где n — коэффициент передачи;

τ — постоянная времени.

Так как $n\tau \ll \dfrac{1}{\omega_0}$, а частота огибающей входного сигнала Ω гораздо меньше ω_0, то передаточную функцию корректирующей цепи можно упростить:

$$\mathrm{Re} T(p+j\omega_0) = n(\tau p+1). \tag{7}$$

Эквивалентные передаточные функции по огибающим для последовательно соединенного усилителя и корректирующей цепи, определенные на основе уравнений (2), (6) и (7), равны:

$$\mathrm{Re} K(p+j\omega_0) = 0; \quad \mathrm{Im} K(p+j\omega_0) = -Kn(\tau p+1). \tag{8}$$

Подставляя (6) в (1) и решая уравнения относительно $\alpha_x(p)$ и $\alpha_y(p)$, можно показать, что при $\left(\dfrac{2f}{\Phi_d}\right)^2 \gg \left(\dfrac{\Phi_k}{R} K n \tau\right)^2$ и $(\tau\,\omega_0)^2 \gg 1$ каналы системы практически являются независимыми и устойчивость схемы определяется характеристическим уравнением

$$\frac{2J}{\Phi_d}p^2 + \left(\frac{2q}{\Phi_d} + \frac{\Phi_d}{R} + \frac{\Phi_k\,\omega_0\,K\,n\,\tau}{R}\right)p + \frac{2w}{\Phi_d} + \frac{\Phi_k\,\omega_0\,K\,n}{R} = 0. \tag{9}$$

Механический коэффициент успокоения q и механический удельный момент w пренебрежимо малы ($q \simeq 0$; $w \simeq 0$) и на динамику системы не влияют.

Параметры корректирующей цепи, коэффициент усиления усилителя и сопротивление цепи рабочей рамки в этом случае можно найти из выражений:

$$\frac{Kn}{R} = \frac{2J\,(\Omega_0)^2}{\Phi_d\,\Phi_k\,\omega_0}; \quad \tau = \frac{2\beta}{\Omega_0}, \tag{10}$$

задавшись резонансной частотой системы по огибающей Ω_0 и коэффициентом затухания переходного процесса β.

Для проверки теоретических положений был построен экспериментальный макет двухканального автокомпенсатора с отдельными рабочими рамками. Параметры системы: $\Phi_d = \Phi_k = 0{,}8 \cdot 10^{-4}$ *вб*, $J = 0{,}5 \cdot 10^{-9}$ *кгм²*; $f_0 = 500$ *гц*; $R = 50$ *ом*; коэффициент усиления усилителя $K = 600$. Без корректирующей цепи автокомпенсатор возбуждается. Для стабилизации системы использован двойной Т-образный мост со следующими параметрами: $\tau=0{,}955 \cdot 10^{-2}$ *сек;* $n=0{,}0164$. На рис. 2 показан экспериментальный (кривая *1*) и расчетный (кривая *2*) переходные процессы системы при подаче на вход скачкообразного сигнала

$$U(t) = U(t)\sin(\omega_0 t + 90^\circ) \begin{cases} U(t) = 0; & t < 0; \\ U(t) = U; & t > 0. \end{cases}$$

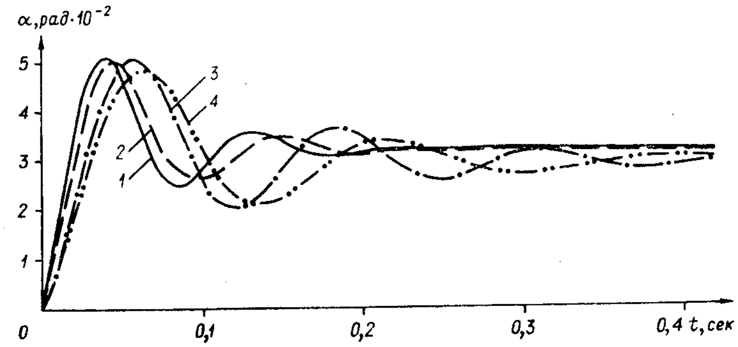

Рис. 2.

На рис. 3 приведены экспериментальная (кривая *1*) и расчетная (кривая *2*) амплитудно-частотные характеристики автокомпенсатора при входном сигнале

$$U(t) = U\sin\Omega t\sin(\omega_0 t + 90^\circ).$$

Экспериментальный анализ динамики автокомпенсатора подтверждает правильность теоретических форм. Небольшое расхождение между теорией и экспериментом объясняется неточностью параметров экспериментального макета. Например, в корректирующей цепи применялись конденсаторы пятипроцентной точности.

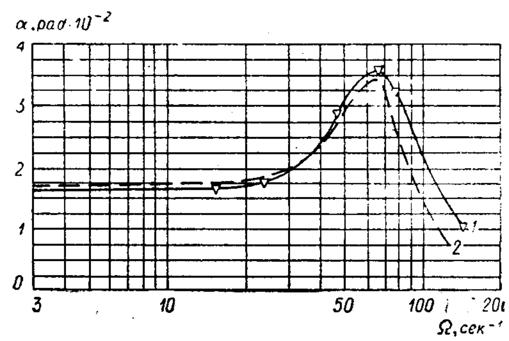

Рис. 3.

УСТОЙЧИВОСТЬ КОМПЕНСАТОРА ПРИ ИЗМЕНЕНИИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ

Анализ уравнения (9) показывает, что при уменьшении коэффициента K уменьшается как резонансная частота системы Ω_0, так и коэффициент затухания β. При этом время переходного процесса значительно возрастает. Это иллюстрируется соответственно экспериментальной и расчетной кривыми *3* и *4* (см. рис. 2), для которых коэффициент K уменьшен на 50% относительно K для кривых *1* и *2*. Увеличение коэффициента K ведет к улучшению динамических свойств системы.

С увеличением коэффициента K возрастает Ω_0 и принятое допущение $\Omega \ll \omega_0$ становится несправедливым. Поэтому при больших значениях коэффициента K, рассматривая устойчивость системы, необходимо учитывать составляющие двойной несущей частоты на выходе автокомпенсатора [6]. В этом случае анализ динамики системы очень усложняется из-за громоздких выражений передаточных функций корректирующей цепи.

Экспериментальный анализ описанного макета показал, что при $K > 2000$ система теряет устойчивость. Возможными причинами возбуждения следует считать: нелинейность характеристики усилителя [2] и составляющие двойной несущей частоты на выходе системы [6].

УСТОЙЧИВОСТЬ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ФАЗОВОГО УГЛА УСИЛИТЕЛЯ

Анализ работы двухканального ферродинамического автокомпенсатора с отдельными рабочими рамками показал, что на устойчивую работу схемы особенно влияет фазовый угол усилителя φ. При $\varphi \neq 90$ эквивалентные передаточные функции последовательно соединенного усилителя и корректирующей цепи для синфазной и квадратурной составляющих соответственно равны:

$$\mathrm{Re}K(p+j\omega_0)=k;\ \mathrm{Im}K(p+j\omega_0)=-Kn(\tau p+1). \tag{11}$$

Из системы уравнений (1) можно определить характеристическое уравнение автокомпенсатора при наличии $\mathrm{Re}K(p+j\omega_0)$. Применяя критерий Раута — Гурвица, можно установить, что автокомпенсатор работает устойчиво при

$$\begin{aligned} \mathrm{ctg}\,\varphi &< -\frac{\Phi_d\,\Phi_k\,K\,n\,\tau}{4I\,R}\left(1-\sqrt{1+4\omega_0\frac{2I\,R}{\Phi_d\,\Phi_k\,K\,n}}\right); \\ \mathrm{ctg}\,\varphi &> -\frac{\Phi_d\,\Phi_k\,K\,n\,\tau}{4I\,R}\left(1+\sqrt{1+4\omega_0\frac{2I\,R}{\Phi_d\,\Phi_k\,K\,n}}\right). \end{aligned} \tag{12}$$

Допустимые пределы изменения угла φ для описанного экспериментального макета по формуле (12) составляют $-153°30' < \varphi < -55°$. Экспериментально определенные границы изменения угла усилителя φ равны $-149° < \varphi < -59°$.

Резонансная корректирующая цепь, примененная для стабилизации системы, резко увеличивает зависимость между углом усилителя φ и несущей частотой ω_0, так как n, τ и R являются функциями ω_0 [7]. Если возможное изменение несущей частоты вызывает изменение φ больше допустимых пределов, то для стабилизации системы нужно применять широкополосные корректирующие цепи [8].

ВЫВОДЫ

Приведенные уравнения позволяют провести полный анализ работы двухканального ферродинамического автокомпенсатора, т. е. определить параметры нужных корректирующих цепей, выяснить влияние параметров схемы на динамику прибора, рассчитать амплитудно-частотные характеристики и определить кривые переходных процессов.

Произведенный анализ показывает, что на основе двухканального ферродинамического автокомпенсатора с отдельными рабочими рамками может быть разработано точное и быстродействующее автоматическое вектормерное устройство.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Ф. Куликовский, А. М. Мелик-Шахназаров. Компенсаторы переменного тока. М., Госэнергоиздат, 1960.
2. Т. М. Алиев. Автоматическое регистрирующее устройство с ферродинамическим измерителем для записи быстроизменяющихся величин.— ИВУЗ, Приборостроение, 1961, № 6.
3. А. Л. Цибер. Вектормерное устройство с отсчетом в прямоугольной системе координат.— ИВУЗ, Приборостроение, 1962, № 1.
4. П. П. Кемешис, Г. М. Ясиневичене. Передаточные функции следящего ферродинамического устройства.— Труды АН ЛитССР, 1962, серия Б, № 4 (31).
5. Основы автоматического регулирования, т. 2, ч. 2. Под ред. В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1959.
6. А. А. Казамаров, А. О. Роднянский. К теории двумерных систем автоматического управления с модуляцией.— Автоматика и телемеханика, 1966, XXVII, № 1.
7. В. К. Титов. Анализ работы систем автоматического регулирования переменного тока методом эквивалентной передаточной функции постоянного тока.— Автоматическое управление и вычислительная техника, 1962, вып. 5.
8. Т. Ф. Зайцев, П. П. Огулов. Широкополосный фазочувствительный емкостный дифференциатор переменного тока.— Автоматика и телемеханика, 1964, т. XXV, № 1.

Поступила в редакцию
6 декабря 1965 г.,
окончательный вариант —
26 марта 1966 г.