

УДК 681.335.5:621.317.382.016.25

КОМПЕНСАЦИОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ С КОРРЕКЦИЕЙ ИНЕРЦИОННОСТИ

Е.Г. АБАРИНОВ, С.И. ЛЕОНОВ

*Учреждение образования «Гомельский государственный
технический университет имени П.О. Сухого»,
Республика Беларусь*

Введение

Активная мощность электрической цепи определяется как среднее значение мгновенной мощности ($p=u \cdot i$). Для перемножения мгновенных значений напряжения и тока могут использоваться интегральные аналоговые перемножители, имеющие высокое быстродействие. Так, интегральный перемножитель AD534L, выпускаемый «Analog Devices», имеет полосу пропускания до 1 МГц [1, § 3, с. 5-6]. Погрешность перемножения этой микросхемы, выраженная в процентах от полной шкалы ($\pm 10V$), составляет не более $\pm 0,25$ %. Преобразователи активной электрической мощности используются в счетчиках электрической энергии, класс точности которых принято устанавливать по пределу допускаемой относительной погрешности. В связи с этим необходимо оценить относительную погрешность перемножителя, которая определяется отношением абсолютной погрешности перемножения в данной точке диапазона изменения входного сигнала к результату перемножения в этой же точке. В таблице 1 представлено распределение относительной погрешности перемножения AD534L в пределах диапазона изменения 1:100 одного из входных напряжений (при неизменном втором входном напряжении) для наихудшего варианта, – когда максимальная абсолютная погрешность перемножителя $\Delta = \pm 25$ мВ имеет место во всех точках диапазона изменения этого входного напряжения. Такой вариант маловероятен, но теоретически возможен.

Таблица 1

Относительная погрешность перемножения AD534L

$U_{BX}/U_{BX\ MAX}$	0,01	0,025	0,05	0,075	0,1	0,25	0,5	0,75	1
$\delta_{\text{отн}}, \%$	25,0	10,0	5,0	3,33	2,5	1,0	0,5	0,33	0,25

Видно, что при уменьшении входного сигнала в 2 раза от максимального значения относительная погрешность увеличивается также в 2 раза и составляет 0,5 %, при уменьшении в 4 раза – 1 % и т. д., вплоть до 25 % при уменьшении входного сигнала в 100 раз. Однако относительная погрешность счетчиков электрической энергии должна сохраняться в пределах класса точности при изменении силы тока от $0,01I_{\text{НОМ}}$ до $I_{\text{МАХ}}$ [2, п. 1.6]. Поэтому необходимо корректировать влияние погрешности перемножителя на точность преобразователя активной мощности.

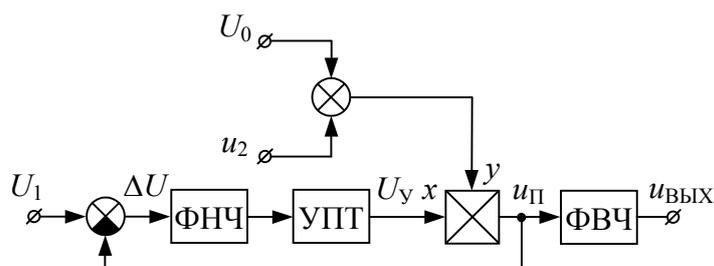


Рис. 1. Компенсационное МДУ

Это можно сделать с помощью компенсационного множительно-делительного устройства (МДУ), функциональная схема которого приведена на рис. 1. Влияние погрешности перемножителя на результат перемножения входных сигналов U_1 и u_2 устраняется за счет автоматической настройки перемножителя управляющим сигналом U_y , который подается на вход x перемножителя. Для настройки, происходящей одновременно с перемножением, используется вспомогательный сигнал U_0 , который в сумме со вторым сомножителем – входным сигналом u_2 , подается на вход y перемножителя. При этом сигналы U_0 и u_2 отличаются по частоте. Если принять, что U_1 , U_y и U_0 – напряжения постоянного тока, а u_2 – напряжение переменного тока, то выходной сигнал перемножителя будет равен

$$u_{\text{П}} = kU_y(U_0 + u_2),$$

где k – коэффициент передачи перемножителя, $1/\text{В}$.

Переменная составляющая этого сигнала, равная $kU_y u_2$, подавляется фильтром низких частот ФНЧ. Постоянная составляющая разностного сигнала, формируемого вычитающим устройством, имеет вид

$$\Delta U = U_1 - kU_y U_0.$$

Это постоянное напряжение отфильтровывается с помощью ФНЧ и усиливается усилителем постоянного тока УПТ, образуя управляющее напряжение U_y . Если коэффициент передачи УПТ стремится к бесконечности, то в установившемся режиме величина ΔU стремится к нулю, и имеет место равенство

$$U_1 = kU_y U_0.$$

Отсюда следует:

$$U_y = \frac{U_1}{kU_0}.$$

Как видно, управляющий сигнал пропорционален входному напряжению U_1 , а также несет в себе информацию о текущей величине коэффициента передачи перемножителя, которая может изменяться со временем и под воздействием температуры окружающей среды. Переменная составляющая выходного сигнала перемножителя, проходящая на выход МДУ через фильтр высоких частот ФВЧ, равна

$$u_{\text{ВЫХ}} = kU_y u_2 = \frac{U_1}{U_0} \cdot u_2.$$

Таким образом, на результат перемножения сигналов U_1 и u_2 не будет влиять погрешность характеристики перемножителя.

1. Оценка погрешности компенсационного преобразователя активной мощности, обусловленной инерционностью фильтрующего усилителя

Функциональная схема компенсационного преобразователя активной электрической мощности представлена на рис. 2. Так как в преобразователе перемножаются два напряжения переменного тока – $u_v = U_{VM} \sin \Omega t$ и $u_i = U_{IM} \sin(\Omega t + \varphi)$ (см. рис. 3), пропорциональные напряжению и току в цепи, где измеряется мощность, то частота ω_0 вспомогательного сигнала напряжения $u_0 = U_{OM} \sin \omega_0 t$ должна быть выше частоты Ω перемножаемых сигналов. Управляющий сигнал u_y , пропорциональный входному сигналу u_v , имеет частоту Ω (рис. 3). Выходной сигнал u_{Π} перемножителя будет содержать две составляющие и запишется в виде

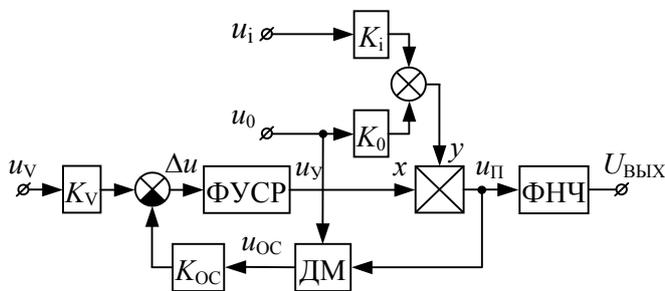


Рис. 2. Преобразователь активной мощности

$$u_{\Pi} = k u_y K_0 u_0 + k u_y K_i u_i, \tag{1}$$

где k – коэффициент передачи перемножителя, $1/B$; K_0, K_i – коэффициенты передачи сумматора по входам вспомогательного и токового сигналов соответственно.

Составляющая $k u_y K_i u_i$ – это гармонический сигнал удвоенной частоты Ω и постоянная составляющая, пропорциональная активной мощности, а составляющая $k u_y K_0 u_0$ – это промодулированное сигналом u_y высокочастотное напряжение u_0 (рис. 3). В спектре выходного сигнала перемножителя нет гармоники частотой Ω , которую должен иметь сигнал обратной связи u_{OC} . Для восстановления этой частоты используется релейный демодулятор ДМ. Коэффициент передачи $K_{DM}(t)$ демодулятора управляется напряжением u_0 и имеет вид, представленный на рис. 3. В результате демодуляции составляющей $k u_y K_0 u_0$ образуется сигнал $K_{DM}(t) k u_y K_0 u_0$, причем огибающая этого сигнала имеет частоту Ω . Низкочастотная составляющая $k u_y K_i u_i$ преобразуется демодулятором в высокочастотный сигнал, который подавляется фильтрующим низкие частоты усилителем сигнала рассогласования ФУСР. Вычитающее устройство формирует разностный сигнал, равный

$$\Delta u = K_v u_v - K_{OC} u_{OC} = K_v u_v - K_{OC} K_{DM}(t) \cdot [k u_y K_0 u_0 + k u_y K_i u_i], \tag{2}$$

где K_v, K_{OC} – коэффициенты передачи вычитающего устройства по входам сигнала u_v и сигнала u_{OC} соответственно.

Этот разностный сигнал усиливается ФУСР, образуя на его выходе напряжение управления

$$u_y = \Delta u \cdot K_{yc}(j\omega), \tag{3}$$

где $K_{yc}(j\omega) = \frac{K_{yc}}{1 + j\omega\tau}$ – комплексный коэффициент передачи ФУСР на частоте ω ;

K_{yc} – коэффициент передачи ФУСР по постоянному току; τ – постоянная времени ФУСР.

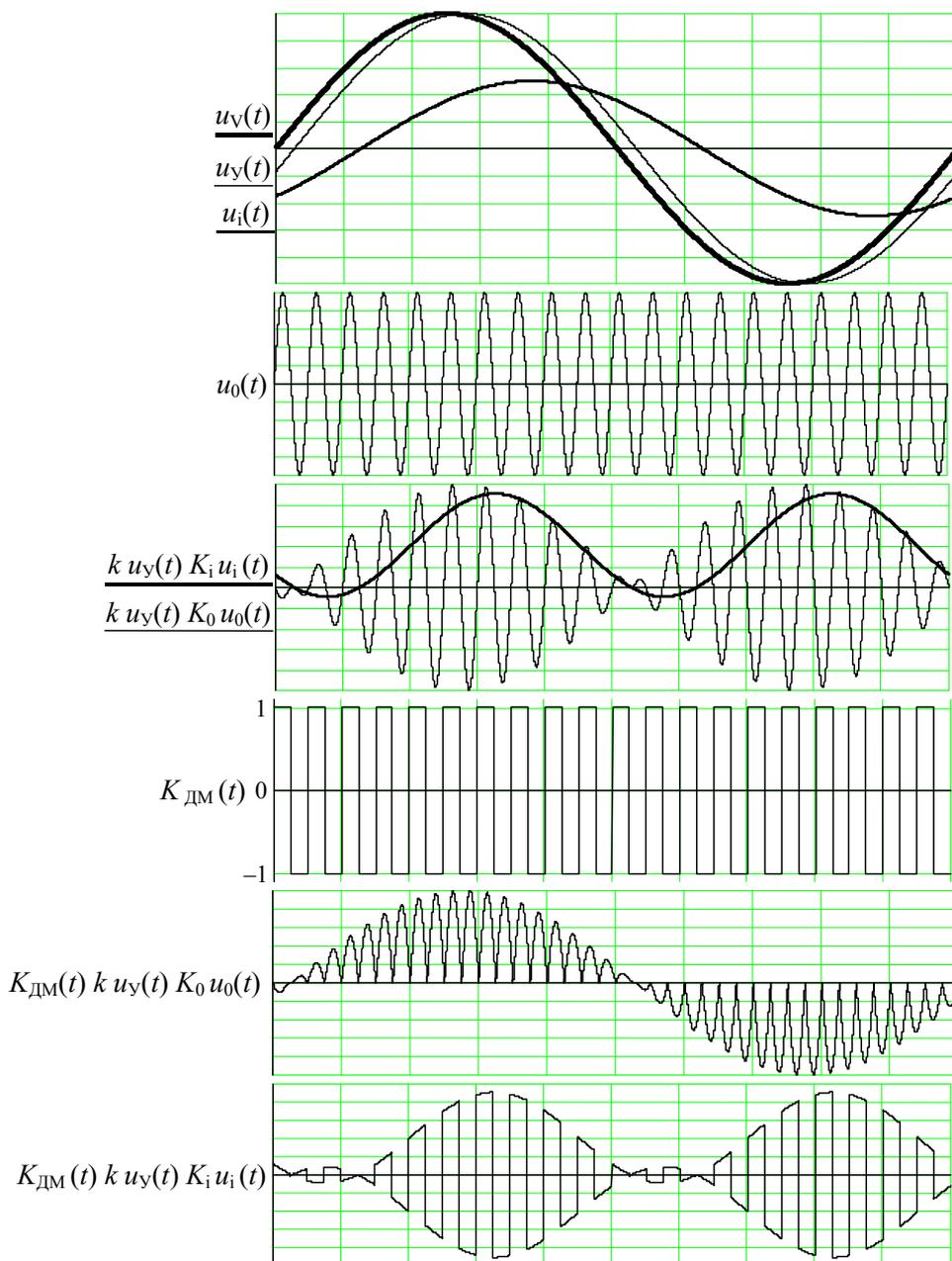


Рис. 3. Диаграммы сигналов в преобразователе активной мощности

Выражая из формулы (3) сигнал Δu и приравнявая получившееся выражение к правой части формулы (2), можно получить следующее уравнение

$$\frac{u_y}{K_{yc}(j\omega)} = K_v u_v - K_{oc} K_{дм}(t) \cdot k u_y \cdot [K_0 u_0 + K_i u_i].$$

Решение этого уравнения относительно переменной u_y имеет вид

$$u_y = \frac{K_{yc}(j\omega) K_v u_v}{1 + K_{yc}(j\omega) K_{oc} K_{дм}(t) \cdot k \cdot [K_0 u_0 + K_i u_i]} = \frac{K_{yc}(j\omega) K_v u_v}{1 + K_p(j\omega)}, \quad (4)$$

где $K_p(j\omega) = K_{yc}(j\omega) K_{oc} K_{дм}(t) \cdot k \cdot [K_0 u_0 + K_i u_i]$ – комплексный коэффициент передачи разомкнутой системы автоматического регулирования на частоте ω .

Разложение в ряд Фурье $K_{DM}(t)$, представленного на рис. 3, имеет вид [3, с. 748]

$$K_{DM}(t) = \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \dots \right).$$

С использованием этого разложения коэффициент $K_P(j\omega)$ можно представить следующим образом:

$$K_P(j\omega) = \frac{2}{\pi} kK_{OC}K_{YC}(j\omega) \cdot \left\{ K_0 U_{OM} \left[1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega_0 t - \frac{2}{15} \cos 4\omega_0 t - \dots \right] + K_i U_{IM} \times \right. \\ \left. \times \left[\cos((\omega_0 - \Omega)t - \varphi) - \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi) + \frac{1}{3} \cos((3\omega_0 - \Omega)t - \varphi) - \frac{1}{3} \cos((3\omega_0 + \Omega)t + \varphi) + \dots \right] \right\}.$$

Учитывая, что на частотах $(\omega_0 \pm \Omega)$, $2\omega_0$, $(3\omega_0 \pm \Omega)$, $4\omega_0 \dots$ величина $K_{YC}(j\omega)$ стремится к нулю, из этого выражения следует, что коэффициент передачи на постоянном токе разомкнутой системы автоматического регулирования равен

$$K_P = \frac{2}{\pi} kK_{OC}K_{YC}K_0 U_{OM}. \quad (5)$$

В преобразователе имеет место перемножение сигналов не постоянного тока, а переменного тока низкой частоты Ω , поэтому нужно учитывать комплексные свойства коэффициента передачи ФУСР на частоте Ω

$$K_{YC}(j\Omega) = \frac{K_{YC}}{1 + j\Omega\tau}.$$

В этом случае выражение для управляющего сигнала u_Y примет следующий вид:

$$u_Y = \frac{K_{YC}(j\Omega)K_V u_V}{1 + \frac{2}{\pi} kK_{OC}K_0 U_{OM} K_{YC}(j\Omega)} = \frac{K_V u_V}{\frac{2}{\pi} kK_{OC}K_0 U_{OM} \left(1 + \frac{1 + j\Omega\tau}{\frac{2}{\pi} kK_{OC}K_{YC}K_0 U_{OM}} \right)} = \\ = \frac{K_V U_{VM} \sin(\Omega t + \varepsilon)}{\frac{2}{\pi} kK_{OC}K_0 U_{OM} \left(1 + \frac{1}{K_P} \right) \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega\tau}{1 + K_P} \right)^2}},$$

где

$$\operatorname{tg} \varepsilon = -\frac{\Omega\tau}{1 + K_P}. \quad (6)$$

С учетом того, что $\frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varepsilon}} = \cos \varepsilon$, можно получить:

$$u_Y = \frac{K_V U_{VM} \cos \varepsilon \cdot \sin(\Omega t + \varepsilon)}{\frac{2}{\pi} kK_{OC}K_0 U_{OM} \left(1 + \frac{1}{K_P} \right)}. \quad (7)$$

Как видно из этой формулы, вследствие инерционных свойств ФУСР управляющий сигнал имеет амплитудно-частотное искажение $\cos \varepsilon$ и фазовый сдвиг ε по отношению к входному сигналу u_v .

Низкочастотная составляющая выходного сигнала перемножителя равна

$$\begin{aligned} k u_v K_i u_i &= k \cdot \frac{K_v U_{VM} \cos \varepsilon \cdot \sin(\Omega t + \varepsilon)}{\frac{2}{\pi} k K_{OC} K_0 U_{OM} \left(1 + \frac{1}{K_P}\right)} \cdot K_i U_{iM} \sin(\Omega t + \varphi) = \\ &= \frac{\pi}{2 K_{OC} \left(1 + \frac{1}{K_P}\right)} \cdot \frac{K_v U_{VM} K_i U_{iM}}{2 K_0 U_{OM}} \cdot \cos \varepsilon [\cos(\varphi - \varepsilon) - \cos(2\Omega t + \varphi + \varepsilon)]. \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом, постоянная составляющая выходного сигнала перемножителя пропорциональна активной электрической мощности. Это постоянное напряжение выделяется фильтром низких частот ФНЧ и является выходным сигналом $U_{ВЫХ}$ преобразователя. Однако, как видно из формулы (8), результат преобразования зависит от фазового сдвига ε , поэтому имеет место относительная погрешность вычисления активной мощности

$$\delta_{ЮТН} = \frac{\cos \varepsilon \cdot \cos(\varphi - \varepsilon) - \cos \varphi}{\cos \varphi} = -\sin^2 \varepsilon + \frac{1}{2} \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin 2\varepsilon. \quad (9)$$

Эта погрешность зависит от фазового сдвига ε , который определяется постоянной времени τ ФУСР и K_P , как это следует из формулы (6).

Величина K_P определяет влияние температурной и временной нестабильности коэффициентов передачи отдельных звеньев преобразователя активной мощности на его точность. Можно показать, что отклонение выходного сигнала преобразователя зависит от изменений коэффициентов передачи звеньев следующим образом:

$$\delta_{U_{ВЫХ}} = \frac{\delta_k + \delta_{K_{УС}}}{1 + K_P} + \delta_{K_v} + \delta_{K_i} - \frac{\delta_{K_{OC}} + \delta_{K_0}}{1 + \frac{1}{K_P}}, \quad (10)$$

где $\delta_{U_{ВЫХ}}$ – относительное изменение выходного сигнала; $\delta_k, \delta_{K_{УС}}, \delta_{K_v}, \delta_{K_i}, \delta_{K_{OC}}, \delta_{K_0}$ – относительные изменения коэффициентов передачи соответствующих звеньев.

Из формулы (10) видно, что нестабильность коэффициентов K_v, K_i, K_{OC}, K_0 непосредственно влияет на выходной сигнал преобразователя, а влияние нестабильности коэффициентов k и $K_{УС}$ ослабляется в $(1+K_P)$ раз. Поэтому величину K_P нужно выбирать такой, чтобы расчетное отклонение выходного сигнала преобразователя не превышало заданного значения. Наиболее нестабильным звеном преобразователя является перемножитель. Если $\delta_k=5\%$, то для обеспечения $\delta_{U_{ВЫХ}} \leq 0,05\%$ нужно $K_P=100$.

Постоянная времени ФУСР рассчитывается таким образом, чтобы обеспечить необходимое подавление высшей гармоники частотой ω_0 выходного сигнала ДМ. Пройдя через ФУСР, гармоника частотой ω_0 перемножается с сигналом u_0 , что приводит к появлению на выходе перемножителя и преобразователя дополнительного напряжения постоянного тока – сигнала абсолютной погрешности $\Delta U_{ВЫХ}$.

Результат модуляции постоянной составляющей выходного сигнала перемножителя с учетом формулы (8) имеет вид

$$\frac{K_v U_{VM} K_i U_{iM} \cos \varepsilon \cdot \cos(\varphi - \varepsilon)}{K_{OC} K_0 U_{OM} \left(1 + \frac{1}{K_P}\right)} \cdot \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \dots \right).$$

Гармоника частотой ω_0 этого сигнала образует на выходе ФУСР сигнал

$$u'_y = -K_{OC}K_{YC}(j\omega_0) \cdot \frac{K_V U_{VM} K_I U_{iM} \cos \varepsilon \cdot \cos(\varphi - \varepsilon)}{K_{OC} K_0 U_{0M} \left(1 + \frac{1}{K_P}\right)} \cdot \sin \omega_0 t =$$

$$= -\frac{K_V U_{VM} K_I U_{iM} \cos \varepsilon \cdot \cos(\varphi - \varepsilon) \cdot K_{YC} \cos \alpha}{K_0 U_{0M} \left(1 + \frac{1}{K_P}\right)} \cdot \sin(\omega_0 t + \alpha),$$

где $\alpha = \arctg(-\omega_0 \tau)$ – фазовый сдвиг на частоте ω_0 , вносимый ФУСР;

$$K_{YC} \cos \alpha = \frac{K_{YC}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha}} = \frac{K_{YC}}{\sqrt{1 + (\omega_0 \tau)^2}} = |K_{YC}(j\omega_0)|.$$

Результатом перемножения сигналов u'_y и u_0 будет

$$u''_{II} = -\frac{kK_V U_{VM} K_I U_{iM} \cos \varepsilon \cdot \cos(\varphi - \varepsilon) \cdot K_{YC} \cos \alpha}{2\left(1 + \frac{1}{K_P}\right)} \cdot [\cos \alpha - \cos(2\omega_0 t + \alpha)].$$

Постоянная составляющая этого напряжения, отфильтрованная ФНЧ, проходит на выход преобразователя, образуя сигнал ошибки

$$\Delta U_{ВЫХ} = -\frac{kK_V U_{VM} K_I U_{iM} \cos \varepsilon \cdot \cos(\varphi - \varepsilon) \cdot K_{YC} \cos^2 \alpha}{2\left(1 + \frac{1}{K_P}\right)}.$$

Относя это напряжение к постоянной составляющей выходного сигнала перемножителя, можно найти относительную погрешность преобразователя

$$\delta'_{ОТН} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} = -\frac{2kK_{YC} K_{OC} K_0 U_{0M} \cos^2 \alpha}{\pi} = -K_P \cos^2 \alpha = -\frac{K_P}{1 + (\omega_0 \tau)^2}.$$

Отсюда с учетом заданной допустимой относительной погрешности $\delta'_{ОТН}$ может быть найдена необходимая постоянная времени τ ФУСР

$$\tau \approx \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{K_P}{|\delta'_{ОТН}|}}. \quad (11)$$

При $K_P=100$, $\omega_0=2\pi \cdot 10^4$ Гц, $\delta'_{ОТН} \leq 10^{-4}$ (0,01%) получается $\tau = 0,016$ с. По формуле (6) можно рассчитать фазовый сдвиг сигнала u_V на частоте $\Omega=2\pi \cdot 50$ Гц: $\varepsilon = -2,849^\circ$.

В таблице 2 приведено распределение относительной погрешности преобразователя, причиной которой является фазовый сдвиг ε . Расчет произведен в соответствии с формулой (9) для диапазона коэффициента мощности $\cos \varphi = 0,5$ (индуктивная нагрузка) – 1,0-0,5 (емкостная нагрузка) [2, п. 1.6], что соответствует $-60^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$.

Таблица 2

Относительная погрешность преобразователя активной мощности

$\varphi,^\circ$	-60	-45	-30	-15	0	15	30	45	60
$\delta'_{ОТН}, \%$	8,352	4,717	2,619	1,083	-0,247	-1,577	-3,113	-5,212	-8,846

Таким образом, относительная погрешность преобразователя имеет приемлемую величину только при коэффициенте мощности, близком к единице ($\varphi \approx 0^\circ$).

2. Коррекция инерционности в компенсационном преобразователе активной мощности

Погрешность преобразователя вызвана тем, что управляющий сигнал u_y формируется путем фильтрации и усиления разностного сигнала рассогласования Δu , а при

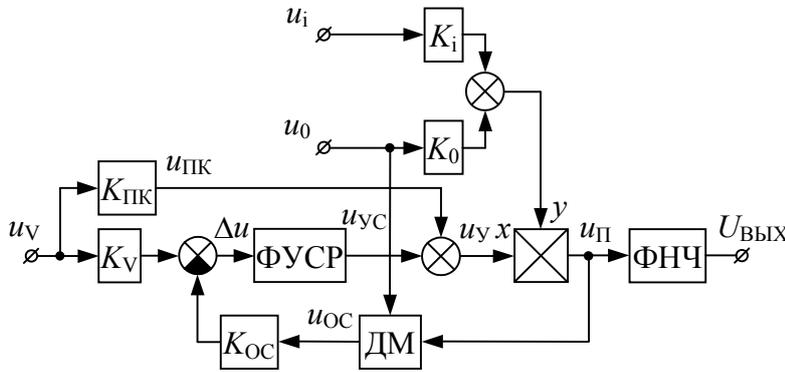


Рис. 4. Компенсационный преобразователь активной мощности с коррекцией инерционности

филترации в этот сигнал вносятся амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения. Коррекция влияния инерционных свойств ФУСР на точность осуществления преобразования с нулевым сигналом рассогласования (см. рис. 4). Инвариантность по отношению к сигналу Δu достигается за счет использования параллельного безынерционного канала [4]. В этом преобразователе сигнал u_y является суммой выходного сигнала $u_{УС}$ ФУСР и сигнала $u_{ППК}$. Условие инвариантности, при котором разностный сигнал рассогласования равен нулю:

$$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{K_{OC}}{K_V} k K_0 U_{0M} K_{ППК} = 1, \quad (12)$$

где $K_{ППК}$ – коэффициент передачи на постоянном токе параллельного канала.

При выполнении этого условия в установившемся режиме гармоника частотой Ω в выходном сигнале ФУСР будет равна нулю. В этом случае гармоническая составляющая частотой Ω напряжения u_y будет равна напряжению $u_{ППК}$, которое, в силу безынерционности параллельного канала, совпадает по фазе с напряжением u_v . Низкочастотная составляющая сигнала $u_{П}$ с учетом выражения (12) имеет вид

$$\begin{aligned} k K_{ППК} u_v K_i u_i &= k \frac{U_{VM} \sin \Omega t \cdot K_i U_{iM} \sin(\Omega t + \varphi)}{\frac{2}{\pi} k \frac{K_{OC}}{K_V} K_0 U_{0M}} = \\ &= \frac{\pi K_V U_{VM} K_i U_{iM}}{4 K_{OC} K_0 U_{0M}} [\cos \varphi - \cos(2\Omega t + \varphi)]. \end{aligned} \quad (13)$$

Таким образом, имеет место нулевая погрешность преобразования.

Однако условие (12) может нарушаться из-за температурной и временной нестабильности коэффициентов передачи. Наиболее значительным может быть изменение величины коэффициента передачи k множителя, который можно представить следующим образом:

$$k = k_0 (1 + \delta_k),$$

где k_0 – номинальное значение k ; δ_k – относительное изменение k .

Вследствие нарушения условия (12) сигнал Δu уже не будет равен нулю, и сигнал u_y будет складываться из $u_{ПК}$ и $u_{УС}$, отстающего на фазовый сдвиг ε от u_V (см. рис. 5). В результате возникает погрешность вычисления произведения $u_V u_i$, которую можно оценить, найдя фазовый сдвиг ε_1 . Гармоника частотой Ω управляющего напряжения равна

$$u_y(j\Omega) = K_{ПК} u_V(j\Omega) + K_{УС}(j\Omega) \left[K_V u_V(j\Omega) - \frac{2}{\pi} k K_{ОС} K_0 U_{0М} u_y(j\Omega) \right].$$

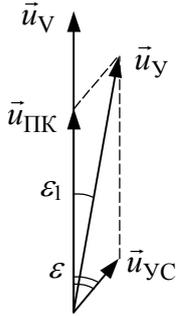


Рис. 5. Векторная диаграмма к пояснению возникновения фазовой задержки ε_1 управляющего сигнала напряжения u_y

Так как $K'_{ПК}$ настраивается при $k=k_0$, то, в соответствии с равенством (12), $K_{ПК} = \left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{K_{ОС}}{K_V} k_0 K_0 U_{0М} \right)^{-1}$. Тогда управляющий сигнал имеет вид

$$u_y(j\Omega) = \frac{u_V(j\Omega) \left[\left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{K_{ОС}}{K_V} k_0 K_0 U_{0М} \right)^{-1} + K_V K_{УС}(j\Omega) \right]}{1 + \frac{2}{\pi} k K_{ОС} K_0 U_{0М} K_{УС}(j\Omega)} =$$

$$= \frac{K_V u_V(j\Omega)}{\frac{2}{\pi} k_0 K_{ОС} K_0 U_{0М} \left(1 + \frac{\delta_k}{1 + 1/K_P} \right)} \cdot \frac{1 + j\Omega \frac{\tau}{1 + K_P}}{1 + j\Omega \frac{\tau}{1 + K'_P}},$$

где $K_P = \frac{2}{\pi} k_0 K_{ОС} K_{УС} K_0 U_{0М}$, $K'_P = \frac{2}{\pi} k K_{ОС} K_{УС} K_0 U_{0М} = K_P (1 + \delta_k)$.

Управляющий сигнал как функцию времени можно представить

$$u_y = \frac{K_V U_{VM} \sin(\Omega t + \varepsilon_1)}{\frac{2}{\pi} k_0 K_{ОС} K_0 U_{0М} \left(1 + \frac{\delta_k}{1 + 1/K_P} \right)} \sqrt{\frac{1 + \Omega^2 \left(\frac{\tau}{1 + K_P} \right)^2}{1 + \Omega^2 \left(\frac{\tau}{1 + K'_P} \right)^2}} \approx \frac{K_V U_{VM} \sin(\Omega t + \varepsilon_1)}{\frac{2}{\pi} k_0 K_{ОС} K_0 U_{0М} \left(1 + \frac{\delta_k}{1 + 1/K_P} \right)},$$

где

$$\operatorname{tg} \varepsilon_1 = \frac{\Omega \frac{\tau}{1 + K_P} \cdot \frac{\delta_k}{(1 + \delta_k) \cdot \left(1 + \frac{1}{K'_P} \right)}}{1 + \Omega^2 \frac{\tau^2}{(1 + K_P) \cdot (1 + K'_P)}} \approx \Omega \frac{\tau}{1 + K_P} \delta_k. \quad (14)$$

При $\Omega = 2\pi \cdot 50$ Гц, $\tau = 0,016$ с, $K_P = 100$, $\delta_k = 0,05$ (5 %) получается: $\varepsilon_1 \approx 0,143^\circ$. Низкочастотная составляющая выходного сигнала перемножителя имеет вид

$$\begin{aligned}
 k u_v K_i u_i &\approx k_0 (1 + \delta_k) \frac{K_v U_{VM} \sin(\Omega t + \varepsilon_1) \cdot K_i U_{iM} \sin(\Omega t + \varphi)}{\frac{2}{\pi} k_0 K_{OC} K_0 U_{0M} \left(1 + \frac{\delta_k}{1 + 1/K_p} \right)} \approx \\
 &\approx \frac{\pi K_v U_{VM} K_i U_{iM}}{4 K_{OC} K_0 U_{0M}} [\cos(\varphi - \varepsilon_1) - \cos(2\Omega t + \varphi + \varepsilon_1)].
 \end{aligned} \quad (15)$$

Из-за погрешности коэффициента мощности, равного $\cos(\varphi - \varepsilon_1)$, имеет место относительная погрешность вычисления произведения $u_v u_i$, которая равна, как это следует из сравнения выражений (13) и (15),

$$\delta_{20TH} = \frac{\cos(\varphi - \varepsilon_1) - \cos \varphi}{\cos \varphi} = \cos \varepsilon_1 + \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin \varepsilon_1 - 1. \quad (16)$$

В таблице 3 для сравнения приведены распределения относительной погрешности δ_{10TH} преобразователя активной мощности по рис. 2 и относительной погрешности δ_{20TH} преобразователя активной мощности с коррекцией инерционности по рис. 4. Расчет δ_{20TH} произведен в соответствии с формулой (16) при $\varepsilon_1 \approx 0,143^\circ$.

Таблица 3

Относительные погрешности преобразователя с коррекцией инерционности и без нее

$\varphi,^\circ$	-60	-45	-30	-15	0	15	30	45	60
$\delta_{10TH}, \%$	8,352	4,717	2,619	1,083	-0,247	-1,577	-3,113	-5,212	-8,846
$\delta_{20TH}, \%$	-0,433	-0,250	-0,144	-0,067	-0,0003	0,067	0,144	0,249	0,432

Выводы

Таким образом, компенсационный преобразователь активной электрической мощности с коррекцией инерционности имеет более чем на порядок меньшую погрешность, чем без такой коррекции.

Литература

1. Designer's Reference Manual. Analog Devices, Inc., 1996.
2. ГОСТ 26035-83. Счетчики электрической энергии переменного тока электронные. Общие технические условия. – Введ. 19.12.83. – М.: Изд-во стандартов, 1984. – 22 с.
3. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов /Под ред. Г. Гроше и В. Циглера. Перевод с немецкого. – М.: Наука, 1980. – 975 с.
4. Абаринев Е.Г. Свойства инвариантных систем с нулевой статической ошибкой //Современные проблемы машиноведения: Материалы МНТК (научных чтений, посвященных П.О. Сухому) /Под ред. профессора А.С. Шагиняна. – Гомель: ГПИ, 1998. – Т. 2. – С. 127-129.

Получено 10.09.2001 г.