

Л. А. ЖУК
(Киев)

ВЫБОР ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ В ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ С УПРАВЛЯЕМОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

При построении частотных преобразователей, выполненных на основе управляемых током сигнала i_y катушек индуктивностей L_y с пермалловым сердечником, возникают недопустимо большие температурные погрешности. Их уменьшают, используя отрицательную связь по частоте [1] либо опорные преобразователи, не отличающиеся по схеме от рабочих, с последующим кодированием разности частот рабочего и опорного элементов [2].

Эффект уменьшения погрешностей может быть повышен при определенном выборе входных цепей. В предлагаемой методике уменьшения погрешностей роль опорного элемента в многоканальной частотной измерительной системе сводится лишь к компенсации температурных погрешностей, вызванных уходом начальной частоты f_0 рабочих элементов, соответствующей минимальному току управления. Поскольку температурный коэффициент α в рассматриваемом случае зависит от тока подмагничивания [2, 3] или текущего значения относительного изменения частоты $\frac{f}{f_n}$ (f — текущее значение частоты; f_n — значение частоты при отсутствии тока подмагничивания), то условие полной компенсации указанных погрешностей сводится к следующему:

$$\alpha_o \left(\frac{f_0}{f_n} \right) = \alpha_p \left(\frac{f_0}{f_n} \right), \quad (1)$$

где $\alpha_o \left(\frac{f_0}{f_n} \right)$ и $\alpha_p \left(\frac{f_0}{f_n} \right)$ — соответствующие коэффициенты опорного и рабочего элементов. Это значит, что разность частот $F = f - f_0$, которая в конечном счете кодируется, не зависит от температуры только при значениях F , близких к нулю. Выбор входных цепей, следовательно, необходимо осуществить таким образом, чтобы влияние температуры было уменьшено во всем рабочем диапазоне частот до $F_m = f_m - f_0$, где F_m и f_m — максимальные значения соответствующих величин.

Для решения поставленной задачи установим аналитическую зависимость между ΔF (изменение F под действием температуры) и током управления i_y или $\frac{f}{f_n}$.

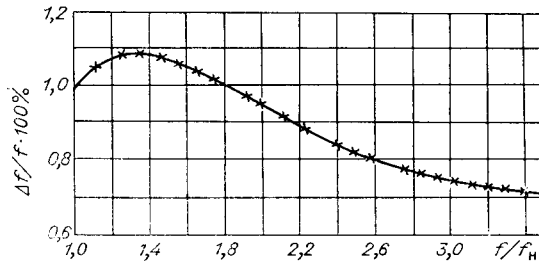


Рис. 1.

На рис. 1 приведена экспериментально снятая характеристика $\alpha\left(\frac{f}{f_n}\right)$ для преобразователей рассматриваемого типа (сердечник из пермаллоя 79-НМ).

В области частот от $\frac{f_0}{f_n} = 2,2$ до $\frac{f_m}{f_n} = 3$, которая является рабочей,

из-за линейности характеристики преобразования $f = \varphi(i_y)$ [4], $\alpha\left(\frac{f}{f_n}\right)$ убывает с возрастанием частот. При этом абсолютный уход частоты Δf положителен и возрастает, причем с достаточной степенью точности линейно с увеличением $\frac{f}{f_n}$. В этом легко убедиться, проведя контрольные расчеты для ряда точек кривой $\alpha\left(\frac{f}{f_n}\right)$:

$$\Delta f = \alpha\left(\frac{f}{f_n}\right) f. \quad (2)$$

Приближенно можно считать, что температурный коэффициент не зависит от температуры (по крайней мере, в пределах 10—50° С). С учетом сказанного выше связь между ΔF , i_y и отклонением температуры Θ от среднего значения t_0 может быть представлена так:

$$\Delta f = \frac{\alpha_p\left(\frac{f_m}{f_n}\right) f - \alpha_0\left(\frac{f_0}{f_n}\right) f_0}{i_{ym}} i_y \Theta. \quad (3)$$

Задачу выбора входных цепей в указанных преобразователях с целью компенсации температурного ухода ΔF целесообразно рассматривать в двух вариантах — сигнал i_y формируется источником напряжения или источником тока.

Эквивалентная схема входной компенсирующей цепи при использовании источника напряжения низкого уровня (когда, например, входной сигнал поступает непосредственно от термопары) приведена на рис. 2. Здесь R_M — сопротивление меди (обмотки управления L_y либо обмотки управления и добавочного сопротивления); U — э. д. с. преобразуемого сигнала; R_1 — прецизионное сопротивление.

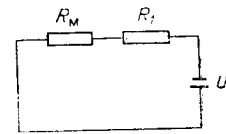


Рис. 2.

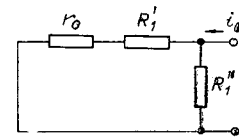


Рис. 3.

Если учесть, что преобразователь работает на линейном участке характеристики $f = \varphi(i_y)$, т.е. $F = K i_y$ (K — постоянный коэффициент пропорциональности), то уход ΔF , вызванный изменением температуры только во входных его цепях, можно оценить выражением

$$\Delta F = K \Delta i_y (\Theta) = - \frac{\alpha_M K U R_{M0}}{(R_1 + R_{M0})^2} \Theta = - K i_y \frac{R_{M0}}{R_1 + R_{M0}} \alpha_M \Theta, \quad (4)$$

где α_M — температурный коэффициент сопротивления меди.

Следовательно, независимость характеристики преобразования от изменений температуры в реальных условиях (т. е. когда имеет место

одновременный разогрев или охлаждение всех звеньев преобразователя) может быть обеспечена, если

$$\frac{\alpha_p \left(\frac{f_m}{f_n} \right) f_m - \alpha_o \left(\frac{f_o}{f_n} \right) f_o}{i_{ym}} i_y \Theta - K i_y \frac{R_{m0}}{R_1 + R_{m0}} \alpha_m \Theta = 0. \quad (5)$$

Путем несложных преобразований уравнения (5) легко показать, что R_{m0} следует вычислять по формуле

$$R_{m0} = \frac{1}{\alpha_m} \frac{U_m}{i_{ym}} \frac{\alpha_p \left(\frac{f_m}{f_n} \right) \frac{f_m}{f_n} - \alpha_o \left(\frac{f_o}{f_n} \right) \frac{f_o}{f_n}}{\frac{f_m}{f_n} - \frac{f_o}{f_n}}. \quad (6)$$

В свою очередь, прецизионное сопротивление R_1 выбираем из условия

$$R_1 = \frac{U_m}{i_{ym}} - R_{m0}. \quad (7)$$

В качестве R_{m0} удобнее всего использовать сопротивление r_0 самой обмотки управления L_y , обеспечив его величину в соответствии с (5). Однако это не всегда возможно. Поэтому если $r_0 < R_{m0}$, то в цепь управления приходится вводить добавочное сопротивление меди $r_0 = R_{m0} - r_0$. Если же $r_0 > R_{m0}$, то в цепь управления можно ввести дополнительный компенсирующий двухполюсник отрицательным температурным коэффициентом. Роль такого двухполюсника должна сводиться к компенсации температурного ухода части медного сопротивления r_0 , равной $r_0 - R_{m0}$.

Известно несколько схем таких двухполюсников [5]. В рассматриваемом случае, как показывают расчеты и теоретические предпосылки, достаточным является простейший двухполюсник, представляющий собой параллельно включенные термосопротивление R_T и прецизионное сопротивление R_2 .

В соответствии с изложенными выше и расчетными соотношениями, представленными в [5], R_T следует выбирать из условия

$$R_T = \left(\frac{2T_0}{B - 2T_0} \right)^2 \frac{B(r_0 - R_{m0}) \alpha_m}{1 - \frac{B^2}{12T_0^4} \Theta_1^2}, \quad (8)$$

где B — постоянная, характеризующая термосопротивление R_T ; $\Theta_1 = \frac{3}{4} \Theta$.

Аналогично для R_2 будем иметь

$$R_2 = \frac{2T_0}{B + 2T_0} \sqrt{\frac{BR_{T0}(r_0 - R_{m0}) \alpha_m}{1 - \frac{B^2}{2T_0^4} \frac{\Theta_1}{3}}}. \quad (9)$$

Сопротивление R_1 при этом определяется из простого соотношения

$$R_1 = \frac{U_m}{i_{ym}} - r_0 - \frac{R_2 R_{T0}}{R_2 + R_{T0}}. \quad (10)$$

Если $r_0 + \frac{R_2 R_{T0}}{R_2 + R_{T0}} > \frac{U_m}{i_{ym}}$, то полная компенсация температурных погрешностей по предлагаемой методике невозможна и вместо величины $r_0 - R_{m0}$ в уравнениях (8) и (9) необходимо брать несколько зани-

женное значение, так, чтобы $r_0 + \frac{R_2 R_{\tau 0}}{R_2 + R_{\tau 0}}$ было близким к $\frac{U_m}{i_{ym}}$. При $r_0 \geq \frac{U_m}{i_{ym}}$ компенсация не может быть осуществлена, а условие $r_0 > \frac{U_m}{i_{ym}}$ означает, что шкала преобразователя не согласована с уровнем входных сигналов.

Следует иметь в виду, что введение компенсирующего двухполюсника сопряжено с дополнительной погрешностью, обусловленной неточностью компенсации им части медного сопротивления $r_0 - R_{m0}$ при различных значениях Θ . Оценим эти погрешности.

В [5] показано, что эквивалентное сопротивление $R(T)$ применяемого двухполюсника можно представить, как

$$R(T) = R(T_0) + R'(T_0) \frac{B^2}{2T_0^4} \frac{\Theta^3}{3!} - R'(T_0) \frac{2B^2}{T_0^6} \frac{\Theta^4}{4!} + \dots, \quad (11)$$

$$R'(T_0) = -\frac{R_2^2}{4R_{\tau 0}} \frac{(B + 2T_0)^2}{BT_0^2}. \quad (12)$$

Следовательно, абсолютная погрешность ΔR , вызванная указанными причинами, оценивается так:

$$\Delta R = (r_0 - R_{m0}) \alpha_m \Theta + R(T) - R(T_0). \quad (13)$$

Ограничиваясь тремя первыми членами в уравнении (11) и учитывая (13) и (12), получим

$$\Delta R = (r_0 - R_{m0}) \alpha_m \Theta - \frac{R_2^2 B \Theta^3 (B - 2T_0)^2}{48R_{\tau 0} T_0^6} \left(1 - \frac{\Theta}{T_0}\right). \quad (14)$$

Тогда дополнительная относительная погрешность преобразования δ , вызванная наличием двухполюсника, может быть оценена с помощью выражения

$$\delta = \frac{R_2 + R_{\tau 0}}{(r_0 + R_1)(R_2 + R_{\tau 0}) + R_2 R_{\tau 0}} \left[(r_0 - R_{m0}) \alpha_m - \frac{R_2 B \Theta^3 (B - 2T_0)^2}{48R_{\tau 0} T_0^6} \left(1 - \frac{\Theta}{T_0}\right) \right] \Theta. \quad (15)$$

Расчет показывает, что в довольно широком диапазоне изменения температур ($-20^\circ \text{C} \leq \Theta \leq 20^\circ \text{C}$) δ не превышает 0,05%, т. е. описанный способ компенсации погрешности весьма эффективен.

Когда входной сигнал можно считать источником тока ($r_0 \ll R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление источника), уменьшение температурных погрешностей достигается применением схемы, приведенной на рис. 3. Здесь i_0 — токовый сигнал; R'_1 и R''_1 — прецизионные сопротивления.

Очевидно, выбор параметров входной цепи, обеспечивающих компенсацию погрешностей, может быть осуществлен по уже полученным расчетным соотношениям, если вместо U_m взять $R'_1 i_{0m}$ (i_{0m} — максимальное значение i_0), а вместо $R_1 - R'_1 + R''_1$. Естественно, это можно сделать, когда $i_{ym} \ll i_{0m}$.

Тогда, как следует из (6), компенсация погрешностей обеспечивается при выборе R''_1 из соотношения

$$R''_1 = \frac{r_{m0} \alpha_m i_{ym}}{i_{0m}} \frac{\frac{f_m}{f_n} - \frac{f_0}{f_n}}{\alpha_p \left(\frac{f_m}{f_n}\right) \frac{f_m}{f_n} - \alpha_0 \left(\frac{f_0}{f_n}\right) \frac{f_m}{f_n}}. \quad (16)$$

В свою очередь, R_1' выбираем из условия

$$R_1' = \frac{i_{0m} - R_1''}{i_{ym}} - r_{m0} - R_1'' . \quad (17)$$

Если преобразуемый сигнал — напряжение порядка единиц вольт и более, а не ток, то параметры входных цепей следует рассчитать с помощью соотношений (16) и (17). При этом необходимо принять $i_{0m} = \frac{U_{mb}}{R_i}$, где U_{mb} — максимальное значение указанного напряжения, а R_i — произвольно выбранное сопротивление с учетом ограничений

$$r_{m0} \ll R_i \ll \frac{U_{mb}}{i_{ym}} . \quad (18)$$

Таким образом, применение описанной методики, заключающейся в использовании опорных элементов для выделения разности частот $F = f - f_0$ и определенном выборе входных цепей, позволяет теоретически уменьшить температурные погрешности до уровня, определяемого соотношением (15). Уточним, что это возможно при обеспечении условия (1) и выборе входных цепей в соответствии с (8) — (10) либо (16) — (18). Однако разброс температурных коэффициентов L_y , как показывает эксперимент, может составлять 20—30%. Поэтому выполнение условия (1) весьма затруднительно и, очевидно, для практики неприемлемо. Само собой разумеется, что в таком случае теряет смысл и выбор параметров входных цепей.

Из сказанного не следует заключать, что предложенная методика уменьшения погрешностей не может быть применена при разработке аппаратуры промышленного назначения. Напротив, если для изготовления управляемых индуктивностей опорного и измерительного преобразователей использовать пермаллой одной и той же плавки и удовлетворить еще одному условию, о котором пойдет речь, изложенные предложения окажутся весьма эффективными.

Отметим, что для L_y , выполненных на сердечниках из пермаллоя одной и той же плавки, также имеется разброс температурных коэффициентов, однако он незначителен. Если в качестве опорного элемента выбрать преобразователь со средним значением $\alpha \left(\frac{f_0}{f_H} \right)$ и осуществить рекомендуемый выбор входных цепей, то максимальная температурная погрешность, как показал эксперимент для L_y на пермаллоевом 79-НМ, может быть снижена до 0,1% на 10°С. В многоканальном измерительном устройстве с одним общим опорным преобразователем имеются входы, по которым температурная погрешность оказывается ниже указанного значения, поскольку температурные коэффициенты соответствующих преобразователей будут более близки к среднему значению.

Что касается выбора опорного элемента со средним значением температурного коэффициента, то это не связано с дополнительными трудностями, поскольку эти коэффициенты, как и другие важные параметры преобразователей (чувствительность, нелинейность характеристики и др.), необходимо определять для каждого образца.

Требование одной и той же плавки для преобразователей, работающих с одним общим опорным элементом, также легко выполнимо, поскольку используется в основном заказной способ изготовления сердечников.

Таким образом, выбор выходных цепей совместно с использованием опорных элементов в многоканальных частотных преобразователях, выполненных на основе управляемых индуктивностей, весьма эффективен: существенно снижаются погрешности преобразования, нет необходимости в жесткой отбраковке элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. А. Жук, А. М. Лучук. Методы перетворения електричних сигналів у частоту з використанням зворотного зв'язку.— Автоматика, 1966, № 3.
2. Л. А. Жук, А. М. Лучук. Преобразователь електрических сигналов в частоту.— Приборы и системы управления, 1967, № 6.
3. Н. М. Тищенко. Стабильность магнитных усилителей. М.—Л., «Энергия», 1964.
4. Л. А. Жук, А. М. Лучук. Линеаризация характеристики преобразования частотных преобразователей с управляемой индуктивностью.— Автометрия, 1968, № 5.
5. Г. К. Нечаев. Полупроводниковые термосопротивления в автоматике. Киев, Гостехиздат УССР, 1962.

*Поступила в редакцию
10 июня 1971 г.*
