

Оценка точности стабилизатора тока возбуждения электромеханического датчика частоты вращения и ее повышение

Анатолий КОРШУНОВ,
д. т. н.

Аналитическим методом получена оценка точности стабилизации тока возбуждения датчика скорости при изменении напряжения питания и температуры обмотки. На основе принципа управления по возмущению предложен простой способ повышения точности стабилизации. Корректность полученных результатов проверена на реальном стабилизаторе.

Введение

Точность автоматических стабилизаторов частоты вращения различных объектов ограничена погрешностью их датчиков скорости, и в настоящее время остается важной задачей повышения точности аналоговых датчиков скорости — тахогенераторов, широко применяемых в современных следящих приводах. При использовании в качестве датчика скорости тахогенератора постоянного тока его точность определяется стабильностью коэффициента пропорциональности между ЭДС тахогенератора e_T и частотой вращения его ротора ω : $e_T = k_T \omega$. Очевидно, k_T представляет собой машинную постоянную C_e ($k_T = C_e$). Ее стабильность зависит от постоянства потока возбуждения машины, поскольку влиянием реакции якоря вследствие режима работы, близкого к холостому ходу, и отсутствия насыщения можно практически пренебречь. Следовательно, для стабилизации k_T (C_e) необходимо постоянство тока возбуждения тахогенератора.

При использовании тахогенератора постоянного тока в следящих приводах для реализации отрицательной обратной связи по скорости, обеспечивающей его устойчивость, требования к стабильности k_T не очень высоки. Однако при компенсации скоростной (кинетической) ошибки следящего привода с помощью прямой связи по скорости изменения заданного угла поворота разность коэффициентов прямой и обратной связи по скорости должна иметь определенное значение. При использовании в прямой и обратной связи тахогенераторов в качестве датчиков скорости проблема несогласованного изменения их крутизны (значений k_T) решается последовательным подсоединением их обмоток возбуждения к одному источнику питания. Это гарантирует одинаковый ток возбуждения обоих тахогенераторов и, следовательно, согласованное изменение их крутизны. Условие ком-

пенсации скоростной ошибки при этом практически не нарушается.

Так как технологии измерения частоты вращения с помощью энкодеров не получили широкого распространения, то во многих современных следящих приводах энкодер в качестве датчика скорости/угла поворота объекта управления обычно не используется. Поскольку часто угол поворота задается в виде цифрового кода или напряжения использование тахогенератора в качестве датчика скорости изменения заданного угла поворота невозможно. В этом случае необходимо стабилизировать крутизну как минимум двух датчиков скорости. Таким образом, основное назначение тахогенератора — измерение скорости/частоты вращения и ее стабилизация.

Разработка эффективных бездатчиковых алгоритмов управления электроприводами сократит применение датчиков частоты вращения, но стабилизаторы тока от этого не перестанут применяться в технике, а задача повышения их точности простыми средствами останется актуальной.

Основными причинами нестабильности тока возбуждения являются:

- нестабильность напряжения питания;
- изменение температуры обмотки возбуждения.

Стабилизация напряжения возбуждения не решает проблемы, поскольку медная обмотка возбуждения (ОВ) обладает большим температурным коэффициентом изменения, порядка 0,4% на градус, а датчик скорости в реальных условиях находится рядом с объектом управления, подверженным обычно значительным колебаниям температуры, порядка десятков градусов по Цельсию. Поэтому лучшим выбором оказывается использование стабилизатора тока [1].

Стабилизатор тока и его питание

В качестве стабилизатора тока можно использовать простейшую схему генератора тока, представленную на рис. 1 [1]. Небольшая мощность, потребляемая обмоткой возбуждения тахогенератора, делает использование значительно более сложных импульсных стабилизаторов тока нерациональным.

В качестве VD рационально использовать стабилитрон типа 2С483Д, поскольку у него одни из наименьших дифференциальное сопротивление $r_D = 2 \text{ Ом}$ и коэффициент температурной нестабильности $\alpha_{ct} = \pm 5 \times 10^{-5} \text{ \% / K}$ при подходящем напряжении стабилизации $U_{cm} = 7,5 \text{ В}$. В дальнейшем будем считать тем-

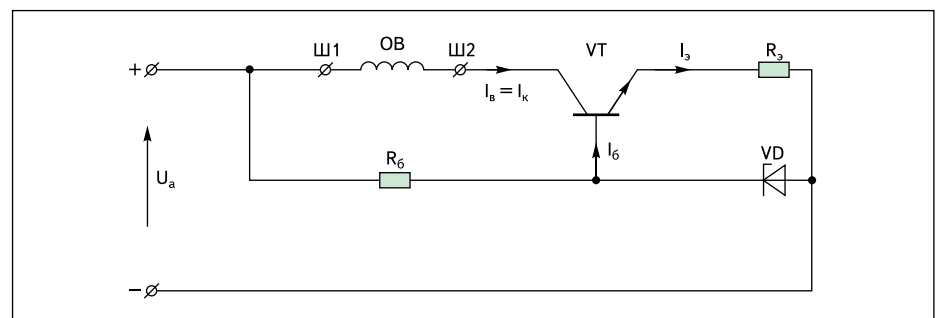


Рис. 1. Схема стабилизатора тока возбуждения

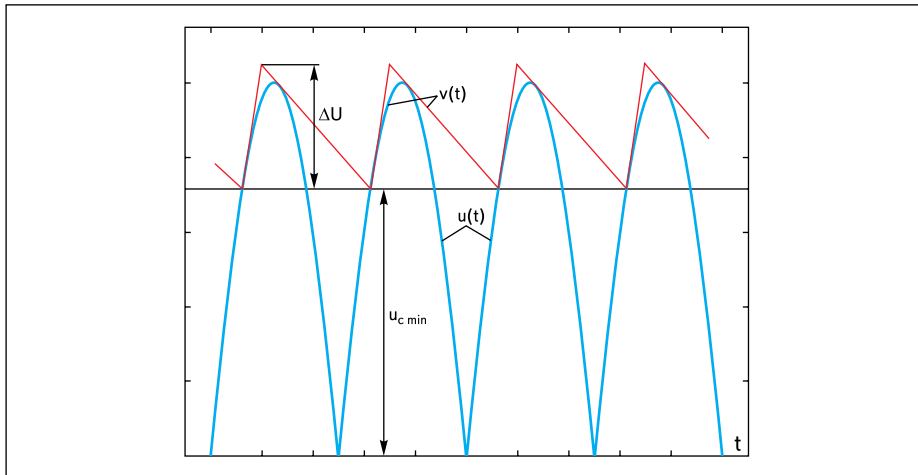


Рис. 2. Прямолинейная аппроксимация пульсаций выпрямленного напряжения

Расчет пульсаций напряжения на нагрузке и выбор емкости сглаживающего конденсатора

Учитывая индуктивность ОБ и полагая пульсации напряжения на ней достаточно малыми, можно считать, что переменная составляющая тока коллектора VT — I_k замыкается только через сглаживающий конденсатор емкостью C_1 . Очевидно, что пульсации напряжения на коллекторе VT практически совпадают с пульсациями выпрямленного напряжения (рис. 2) $u(t)$. Поэтому пульсации тока коллектора VT можно определить, разделив пульсации напряжения на выходное сопротивление стабилизатора тока. Форма пульсаций тока коллектора повторяет форму пульсаций сглаженного выпрямленного напряжения.

Для определения выходного сопротивления стабилизатора тока

$$R_{\text{вых}} = dU_a / dI_k \quad (4)$$

составлены следующие уравнения для отклонений от рабочей точки схемы рис. 3.

$$\begin{cases} dU_{\text{кэ}} + R_3(dI_k + dI_\delta) = dU_a \\ dU_{\text{бэ}} \approx (r_\delta / (R_\delta + r_\delta))dU_a - R_3(dI_k + dI_\delta). \end{cases} \quad (5)$$

Выразив отклонения токов через дифференциальные параметры транзистора [1]

$$\begin{aligned} dI_k &= SdU_{\text{бэ}} + (1/r_{\text{кэ}})dU_{\text{кэ}}; \\ dI_\delta &= dU_{\text{бэ}}/r_{\text{бэ}} \end{aligned} \quad (6)$$

и подставив их в уравнения (5), получаем в матричной форме:

$$Ac = bdU_a,$$

где

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 1 + \frac{R_3}{r_{\text{бэ}}} + SR_3 & \frac{R_3}{r_{\text{кэ}}} \\ \frac{R_3}{r_{\text{бэ}}} + SR_3 & 1 + \frac{R_3}{r_{\text{кэ}}} \end{bmatrix}, \\ c &= \begin{bmatrix} dU_{\text{бэ}} \\ dU_{\text{кэ}} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} \frac{r_\delta}{R_\delta + r_\delta} \\ 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (7)$$

пературу всех элементов схемы, кроме обмотки возбуждения (ОБ), стабильной.

В современных силовых сетях переменного тока необходимое напряжение питания стабилизатора тока можно получить выпрямлением стандартного напряжения $U = 127 \text{ В}$ с помощью простейшего диодного моста. В результате получается среднее значение выпрямленного напряжения, при идеальных диодах и нулевом выходном сопротивлении сети равное:

$$U_0 = (2\sqrt{2}/\pi) \times U = (2\sqrt{2}/\pi) \times 127 = 114,3 \text{ В}.$$

Для работы стабилизатора необходимо сгладить пульсации выпрямленного напряжения. Использование сглаживающего LC-фильтра подавляет пульсации, но уменьшает постоянную составляющую напряжения U_0 за счет падения напряжения в активном сопротивлении дросселя фильтра. Даже если с учетом падения напряжения на диодах моста и внутреннем сопротивлении сети переменного тока U_0 не снизится ниже номинального напряжения возбуждения 110 В, его не будет хватать для работы схемы стабилизации тока. Поэтому для повышения выпрямленного напряжения следует выбрать емкостной фильтр. Его емкость C можно рассчитать графоаналитически, используя следующие исходные данные: минимальное значение выпрямленного напряжения U_{min} , номинальный ток возбуждения $I_{\delta \text{ ном}}$, напряжение на ОБ при максимальной температуре и номинальном токе $U_{\text{об max}}$. Эти исходные данные позволяют определить минимальное мгновенное значение напряжения на конденсаторе фильтра, обеспечивающее работу стабилизатора в наиболее тяжелом режиме:

$$U_{c \text{ min}} = U_{\text{об max}} + U_{c \text{ ст}} + U_{\text{кэ min}}, \quad (1)$$

где $U_{\text{кэ min}} = 2-3 \text{ В}$ — минимальное напряжение на регулирующем транзисторе VT (рис. 1), и рассчитать минимальную емкость фильтра C_ϕ . Для этого необходимо построить гра-

фик мгновенных значений модуля выпрямляемого напряжения $|u(t)| = U_{\text{min}}\sqrt{2}|\sin(\omega t)|$, где U_{min} — минимальное значение выпрямляемого напряжения переменного тока, $\omega = 2\pi f$, $f = 50 \text{ Гц}$. Это легко сделать, например, в системе Matlab, Simulink [2]. Затем, определив точки пересечения возрастающих участков периодической кривой $|u(t)|$ с прямой $u(t) = U_{c \text{ min}}$, необходимо из этих точек провести касательные к соседним слева падающим участкам кривой (рис. 2).

Выполненное построение определяет пульсации выпрямленного напряжения и скорость падения напряжения на конденсаторе, равную:

$$dU_c / dt = I_{\delta \text{ ном}} / C_\phi, \quad (2)$$

следовательно

$$C_\phi \geq I_{\delta \text{ ном}} / (dU_c / dt). \quad (3)$$

Разумеется, для уменьшения пульсаций напряжения на нагрузке (ОБ) параллельно ей необходимо включить сглаживающий конденсатор C_1 . Его емкость оказывается намного меньше емкости конденсатора на выходе выпрямительного моста при одинаковом сглаживающем эффекте. Причина заключается в том, что пульсации на выходе выпрямителя вызывает ток нагрузки $I_k = I_\delta$, а пульсации на нагрузке вызывают намного меньшие пульсации этого тока.

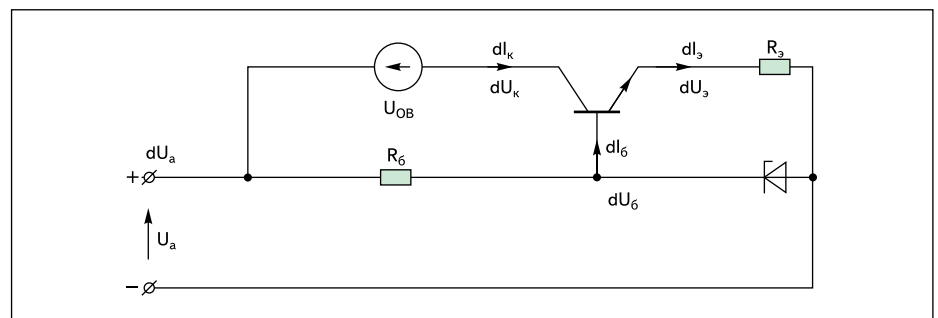


Рис. 3. Отклонения от рабочей точки стабилизатора тока

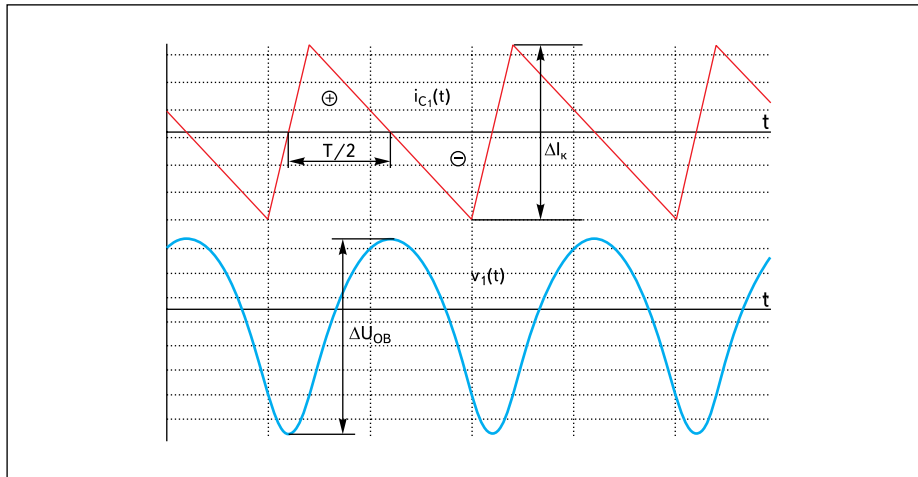


Рис. 4. Пульсации тока коллектора и напряжения на обмотке возбуждения

Из выражений (6) и (7) находим:

$$\begin{aligned} dI_k &= k^T A^{-1} b dU_a; \\ R_{\text{вых}} &= dU_a / dI_k = 1 / (k^T A^{-1} b), \end{aligned} \quad (8)$$

где $k^T = [S, 1/r_{кэ}]$ — вектор-строка, T — знак транспонирования. Для определения размаха пульсаций напряжения на ОБ аппроксимируем пульсации выпрямленного напряжения прямолинейными отрезками, как показано на рис. 2. Это упрощает вычисления и дает некоторый запас при выборе емкости сглаживающего конденсатора C_1 .

Поскольку пульсационная составляющая коллекторного тока замыкается практически через сглаживающий конденсатор C_1 , несложно доказать, что размах пульсаций напряжения на ОБ $U_i(t)$, равный $\Delta U_{\text{об}}$ (рис. 4), определяется площадью положительного или отрицательного треугольника пульсаций тока конденсатора i_{C1} , составляющей $1/2 \times T/2 \times \Delta I_k / 2 = (\Delta I_k T) / 8$ и равной размаху колебаний заряда на сглаживающем конденсаторе C_1 . Следовательно,

$$\Delta U_{\text{об}} = (\Delta I_k T) / (8 C_1) = (\Delta U T) / (8 R_{\text{вых}} C_1), \quad (9)$$

где T — период пульсаций выпрямленного напряжения, $T = 10$ мс при $f = 50$ Гц. Из формулы (9) очевидно, что большое выходное сопротивление генератора тока обеспечивает подавление пульсаций при малых C_1 .

Оценка неустойчивости тока возбуждения

Изменение постоянной составляющей напряжения питания стабилизатора тока вызывает изменение тока возбуждения. Для его оценки рассмотрим схему стабилизатора по постоянному току, учитывая только активное сопротивление ОБ, обозначив его $R_{\text{и}}$. Рассматривая, как и ранее, отклонения от рабочей точки, получаем из рис. 1 уравнения:

$$\begin{cases} R_{\text{и}} dI_k + dU_{кэ} + R_3 (dI_k + dI_{\phi}) = dU_a \\ dU_{\phi} \approx (r_{\phi} / (R_{\phi} + r_{\phi})) dU_a - R_3 (dI_k + dI_{\phi}). \end{cases} \quad (10)$$

Подстановка выражений (6) в уравнения (10) позволяет записать систему уравнений в аналогичном (7) виде:

$$A_1 c = b dU_a, \quad (11)$$

где

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 + \frac{R_3}{r_{\phi}} + SR_3 & \frac{R_3}{r_{кэ}} \\ SR_{\text{и}} + \frac{R_3}{r_{\phi}} + SR_{\text{к}} & 1 + \frac{R_3}{r_{кэ}} + \frac{R_{\text{и}}}{r_{кэ}} \end{bmatrix}.$$

Как и ранее, находим:

$$dI_k = k^T A_1^{-1} b dU_a = dU_a / R_{\text{вых1}}, \quad (12)$$

где

$$R_{\text{вых1}} = 1 / (k^T A_1^{-1} b).$$

Таким образом, изменение тока возбуждения, вызываемое нестабильностью напряжения питания, обратно пропорционально выходному сопротивлению стабилизатора тока.

Изменение сопротивления ОБ ($dR_{\text{и}}$), вызванное колебанием температуры, также приводит к отклонению тока возбуждения от номинального значения I_k .

Полагая $dU_a = 0$, получаем систему уравнений в отклонениях от рабочей точки:

$$\begin{cases} R_{\text{и}} dI_k + I_k dR_{\text{и}} + dU_{кэ} + R_3 (dI_k + dI_{\phi}) = 0 \\ dU_{\phi} \approx -R_3 (dI_k + dI_{\phi}). \end{cases} \quad (13)$$

Подставляя в (13) выражения (6), получаем:

$$A_1 c = -g I_k dR_{\text{и}}, \quad (14)$$

где $g^T = [0, 1]$ — вектор-строка.

Аналогично предыдущему находим:

$$dI_k / I_k = -k^T A_1^{-1} g dR_{\text{и}}. \quad (15)$$

Поскольку приращение сопротивления ОБ пропорционально приращению температуры t ($^{\circ}\text{C}$), согласно (15) относительное приращение тока возбуждения пропорционально приращению t и противоположно ему по знаку.

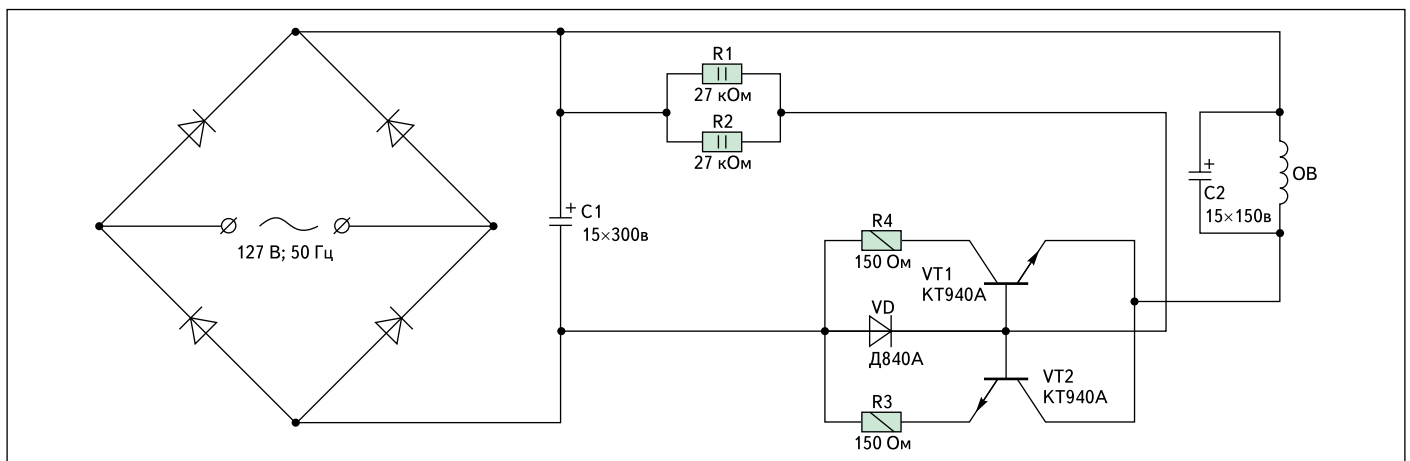


Рис. 5. Практическая схема стабилизатора тока

Экспериментальная проверка полученных результатов

Проверка проводилась на стабилизаторе тока возбуждения датчика скорости, встроенного в исполнительный двигатель типа МИ12. Стабилизатор рассчитан с использованием изложенных выше результатов и реализован по схеме рис. 5.

Для стабилизации тока возбуждения $I_B = 0,1$ А использованы два параллельно работающих генератора тока по 0,05 А. Это повышает надежность, поскольку для транзисторов типа КТ940 ток коллектора в активном режиме не более 0,1 А.

Оценка основных параметров стабилизатора аналитическими методами произведена на одиночном стабилизаторе с $I_k = 0,05$ А и сопротивлением нагрузки, вдвое большим реального сопротивления ОВ, равного 1100 Ом при комнатной температуре, то есть при $R_n = 2200$ Ом. Емкость сглаживающего фильтра считается равной половине от реальной емкости $C_1 = 15$ мкФ, то есть 7,5 мкФ.

Экспериментальная проверка результатов произведена на реальном стабилизаторе (рис. 5). Согласно построениям, выполненным по изложенной выше методике, при выпрямляемом напряжении 127 В размах пульсаций составляет $\Delta U = 50$ В. С учетом падения напряжения на диодах моста примерно 1,2 В и на внутреннем сопротивлении источника реальное ΔU оказывается меньше. Эксперимент дал значение $\Delta U = 44$ В, что с учетом допуска на емкость конденсатора и ограниченной точности измерения хорошо согласуется с расчетом.

Дифференциальные параметры транзистора согласно [1] имеют значения:

$$S = I_k / U_T = 0,05 / (26 \times 10^{-3}) = 1,92 \text{ A/B};$$

$$r_{кз} = (80 \dots 200) / I_k = 100 / 0,05 = 2 \times 10^3 \text{ Ом};$$

$$r_{бз} = \beta / S = 25 / 1,92 = 13 \text{ Ом},$$

где $\beta = 25$ — единственный параметр, приведенный в справочных данных.

По формуле (8) вычислено значение $R_{бвх} = 45 \times 10^3$ Ом. Определив для линейной аппроксимации пульсации из графика $\Delta U = 57,5$ В и пересчитав его с учетом реальных пульсаций $\Delta U = 57,5 / (44/50) = 50,6$ В, по формуле (9) вычисляем:

$$\Delta U_{ОВ} = \Delta U / (8R_{бвх}C_1) = (50,6 \times 0,01) / (8 \times 45,9 \times 10^3 \times 7,5 \times 10^{-6}) = 0,18 \text{ В}.$$

Полученное из опыта реальное значение $\Delta U_{ОВ} = 0,09$ В. Двукратное расхождение объясняется завышением пульсаций формулой (9) и невысокой точностью вычисления $R_{бвх}$ вследствие неточных значений дифференциальных параметров транзистора.

Величина $R_{бвх1}$, определяющая влияние изменения напряжения питания на ток возбуждения, согласно формуле (12) имеет значение $R_{бвх1} = 48 \times 10^3$ Ом. Изменение напряже-

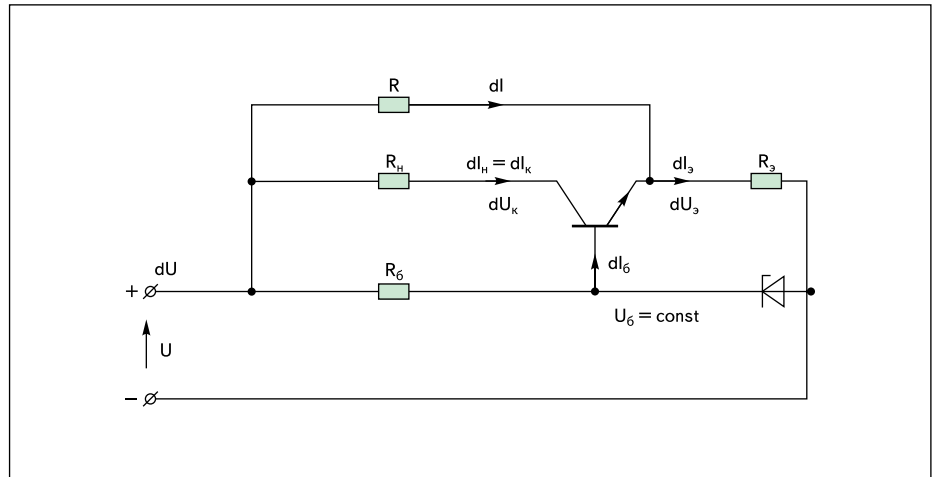


Рис. 6. Стабилизатор тока повышенной точности

ния питания на 4,63% вызывает в реальной схеме изменение тока возбуждения на 0,5%. С учетом постоянной составляющей напряжения питания $U_0 = 170$ В получаем:

$$\begin{aligned} (dI_k / I_k) \times 100\% &= \\ &= (0,0463 U_0 / R_{бвх1} I_k) \times 100\% = \\ &= [(0,0463 \times 170) / \\ &/ (48 \times 10^3 \times 50 \times 10^{-3})] \times 100\% = 0,33\%, \end{aligned}$$

что хорошо согласуется с экспериментом.

Влияние изменения температуры смоделировано включением последовательно с ОВ небольшого сопротивления $dR_n = 52,8$ Ом, что составляет 4,8% от R_n и эквивалентно увеличению температуры на 12 °С. Относительное изменение тока ОВ составило -0,16%. Согласно формуле (15) с учетом $dR_n = 105,6$ Ом получаем:

$$(dI_k / I_k) \times 100\% = -dRk^T A^{-1} g \times 100\% = -0,22\%,$$

что также хорошо согласуется с экспериментом.

Повышение точности стабилизации тока возбуждения

Для повышения точности стабилизации тока возбуждения можно использовать известный из автоматики принцип комбинированного управления [3]. С этой целью достаточно включить в схему стабилизатора тока дополнительно резистор R (рис. 6).

При увеличении напряжения питания U за счет электрической связи через это сопротивление возрастает напряжение на эмиттере транзистора VT. При постоянном напряжении на его базе уменьшается напряжение $U_{бэ}$. Вследствие этого сопротивление $R_{кз}$ транзистора возрастает, что препятствует увеличению его коллекторного тока I_k . Можно ожидать, что существует значение R, при котором возможно скомпенсировать влияние изменения напряжения питания на ток нагрузки, по крайней мере при достаточно малых отклонениях от рабочей точки.

Аналогично можно скомпенсировать и изменение тока возбуждения, вызванное изменением температуры обмотки возбуждения. Например, при нагреве обмотки сопротивление ее возрастает, вызывая уменьшение тока возбуждения, ослабляемое действием отрицательной обратной связи. За счет понижения напряжения на эмиттере транзистора, вызванного уменьшением тока эмиттера, возрастает напряжение $U_{бэ}$, препятствуя уменьшению тока коллектора. Если выбрать сопротивление R с положительным, как и у медной обмотки, температурным коэффициентом и расположить его рядом с обмоткой, то повышение температуры вызовет увеличение R и, как следствие, дополнительное уменьшение тока через сопротивление $R_э$. Это вызовет дополнительное понижение напряжения $U_э$ и увеличение $U_{бэ}$, препятствующее уменьшению тока коллектора. Очевидно, что при соответствующем выборе температурного коэффициента сопротивления R можно скомпенсировать влияние температуры на ток возбуждения по крайней мере при достаточно малых отклонениях от рабочей точки.

Для определения условий компенсации изменений тока возбуждения составлена система уравнений для малых отклонений от рабочей точки при допущении постоянного напряжения на базе транзистора:

$$\begin{cases} R_n dI_k + dR_n I_k + R_э (dI_б + dI_k + dI) + dU_{кз} = dU \\ R_n dI + IdR + R_э (dI_б + dI_k + dI) = dU \\ R_э (dI_б + dI_k + dI) + dU_{бэ} = 0 \\ dI_k = SdU_{бэ} + dU_{кз} / r_{кз} \end{cases} \quad (16)$$

Упрощая систему (16) с помощью подстановок, получаем систему 2 уравнений:

$$\begin{cases} a_{11} dU_{кз} + a_{12} dU_{бэ} = dU - I_n dR_n \\ a_{21} dU_{кз} + a_{22} dU_{бэ} = -dU + IdR, \end{cases} \quad (17)$$

где $a_{11} = 1 + R_n / r_{кз}$; $a_{12} = SR_n - 1$; $a_{21} = R / r_{кз}$; $a_{22} = 1 + (S + 1 / R_э + 1 / r_{бэ}) R$.

Решение системы уравнений (17) имеет вид:

$$\begin{cases} dU_{кз} = [(a_{12}+a_{22})dU - a_{22}I_H dR_H - a_{12}IdR]/\Delta \\ dU_{бз} = [-(a_{11}+a_{21})dU + a_{21}I_H dR_H + a_{11}IdR]/\Delta, \end{cases} \quad (18)$$

где Δ — определитель системы (17).

Подставляя выражения (18) в последнее уравнение системы (16) и полагая приращение тока коллектора dI_k равным нулю, получаем искомое сопротивление:

$$R = r_{кз}[R_3 \times r_{бз}/(R_3 + r_{бз})]S \quad (19)$$

и его относительное температурное изменение:

$$dR/R = (U_H/U_R) \times (dR_H/R_H) \text{ или } dR = [(U_H \times R)/(U_R \times R_H)] dR_H, \quad (20)$$

где U_R — напряжение на резисторе R .

Эти параметры обеспечивают компенсацию изменений тока возбуждения, вызванных малыми изменениями напряжения питания и температуры.

Для проверки полученных результатов с использованием ранее определенных параметров по формуле (19) вычислено значение сопротивления R :

$$R = r_{кз}[R_3 \times r_{бз}/(R_3 + r_{бз})]S = 2 \times 10^3 [(150 \times 13)/(150 + 13)] \times 2 = 47 \text{ кОм.}$$

При изменении напряжения питания от 125 до 150 В и расчетном значении R увеличение напряжения на нагрузке составило всего 0,1 В. Это соответствует росту тока всего на $(0,1/110)100\% = 0,09\%$. Таким образом, рост тока уменьшился на порядок по сравнению с отсутствием сопротивления R .

Для имитации нагрева обмотки при неизменном напряжении питания $U = 140$ В сопротивление нагрузки было увеличено на $dR_H = 211$ Ом (истинное сопротивление резистора номиналом 200 Ом) и экспериментально определено значение $dR = 3,92$ кОм, компенсирующее уменьшение тока нагрузки. Расчет по формуле (20) дает с учетом $U_R = U - U_{от} - U_{бз} = 140 - 7,5 - 0,6 \approx 132$ В значение:

$$dR = (U_H R / U_R R_H) \times dR_H = [(110 \times 47)/(132 \times 2,2)] \times 211 = 3,76 \text{ кОм,}$$

что хорошо согласуется с опытом.

Температурный коэффициент сопротивления R должен составлять:

$$\begin{aligned} & 0,4\% (dR \times R_H) / (R \times dR_H) = \\ & = 0,4\% (3,76 \times 10^3 \times 2200) / (47 \times 10^3 \times 211) = 0,33\%, \end{aligned}$$

то есть меньше, чем у медной обмотки.

Выводы

Полученные аналитическим методом оценки нестабильности тока возбуждения хорошо согласуются с оценками, определенными экспериментально.

Исследованный стабилизатор примерно на порядок ослабляет влияние дестабилизирующих факторов.

Используя принцип комбинированного управления, с помощью всегодного резистора можно ослабить влияние изменений напряжения питания и температуры. ■

Литература

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1982.
2. Дьяконов В. Simulink 4. Специальный выпуск. СПб.: Питер, 2002.
3. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972.