
ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 62-50

А. И. КОРШУНОВ

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рассмотрен способ повышения качества стабилизации выходного напряжения импульсного повышающего преобразователя постоянного тока. Способ основан на сочетании управления по возмущающему воздействию, выполняющего основную функцию, с управлением по отклонению выходного напряжения от заданного значения. Показана возможность ослабления резонансных свойств преобразователя и уменьшения отклонений в переходных режимах за счет увеличения емкости выходного конденсатора. Оценено влияние нелинейности преобразователя на качество стабилизации выходного напряжения.

Ключевые слова: качество стабилизации, импульсный повышающий преобразователь постоянного тока, комбинированное управление.

Введение. В работе [1] для систем с периодическим высокочастотным изменением структуры рассмотрена предельная непрерывная модель, учитывающая только плавную составляющую фазовых координат системы. Показано, что изменение относительной длительности составляющих периода переключения структуры при управлении системой оказывается для ее предельной непрерывной модели не сигнальным, а параметрическим воздействием.

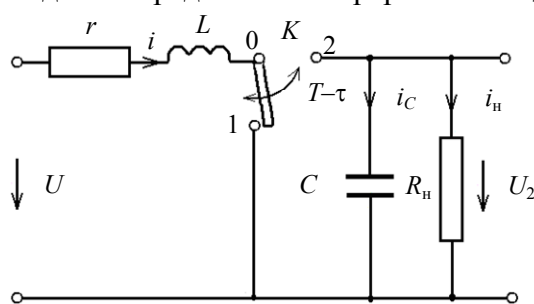


Рис. 1

Влияние этих нелинейных особенностей на свойства замкнутых систем проанализировано в работе [2] на примере стабилизации выходного напряжения импульсного повышающего преобразователя постоянного тока, схема которого приведена на рис. 1. Проведенный анализ показал следующее.

1. При используемых частотах периодического изменения структуры замкнутой системы ее предельная непрерывная модель корректно описывает свойства реальной системы.

2. Параметрический характер управляющего воздействия, представляющего собой изменение относительной длительности (τ) составляющих периода (T) переключения структуры системы ($\tau/T = \gamma_1$, $(T - \tau)/T = \gamma_2 = 1 - \gamma_1$), делает ее предельную непрерывную модель нелинейной, а в линеаризованном варианте проявляется в неминимально-фазовых свойствах модели.

3. Условие абсолютной инвариантности линеаризованной системы стабилизации к возмущающему воздействию (изменению напряжения питания U) физически реализуемо, но не может быть практически реализовано, поскольку вследствие неминимально-фазовых свойств системы цепь связи по возмущающему воздействию оказывается неустойчивой.

4. По причине, указанной в п. 3, в замкнутой системе стабилизации при пропорциональном регуляторе невозможно обеспечить достаточно высокий коэффициент стабилизации даже в статическом режиме.

5. Использование интегрального (И) или пропорционально-интегрального (ПИ) регуляторов позволяет исключить в статическом режиме ошибку стабилизации. Однако путем последовательной коррекции с помощью пропорционального (П) или ПИ-регулятора возможно, как известно [3], изменить нежелательные (в рассматриваемом случае резонансные) свойства объекта управления (повышающего преобразователя). Поэтому система стабилизации обладает ярко выраженными резонансными свойствами по отношению к возмущающему воздействию. Это вызывает снижение коэффициента стабилизации на частотах пульсации напряжения U , близких к резонансной частоте, до значений, меньших единицы, что означает не подавление, а усиление пульсаций. Реакция на скачкообразное приращение напряжения питания (скачок возмущающего воздействия) хотя и затухает до нуля, но в переходном процессе достигает значения, превышающего приращение выходного напряжения U_2 , определенного по статической характеристике преобразователя.

В настоящей статье исследуется способ повышения качества стабилизации выходного напряжения U_2 преобразователя, базирующийся на следующих соображениях.

Стабилизация напряжения U_2 , основанная на управлении по его отклонению от заданного значения, для традиционных регуляторов не дает желаемого качества. Поэтому компенсировать основную составляющую отклонения, вызываемого изменением напряжения питания, можно, реализуя управление по возмущающему воздействию, представляющему собой отклонение напряжения U от номинального значения U_0 : $u = U - U_0$. Для этого достаточно изменять величину γ в зависимости от u . Иными словами, при $u > 0$ время накопления (τ) электромагнитной энергии L в дросселе следует уменьшать, а при $u < 0$ — увеличивать. При этом управляющее воздействие к преобразователю прикладывается непосредственно в момент появления возмущающего воздействия, а не с запаздыванием, необходимым для появления отклонения U_2 от его заданного значения U_1 , т.е. $u_2 = U_1 - U_2$. Это позволяет при управлении по возмущению обеспечить лучшие динамические свойства преобразователя.

Другим и более опасным возмущающим воздействием является резкий сброс нагрузки преобразователя, т.е. скачкообразное увеличение сопротивления R_n , что может привести к значительному повышению U_2 в переходном режиме. Возможности ограничения роста U_2 в переходном режиме за счет управления весьма ограничены, поскольку даже при уменьшении τ (γ_1) до нуля дроссель продолжит отдавать запасенную электромагнитную энергию конденсатору C , вызывая увеличение U_2 (см. рис. 1). Очевидным способом борьбы с повышением U_2 , не требующим усложнения схемы преобразователя, является увеличение емкости конденсатора C сверх необходимой для подавления пульсаций U_2 , что, естественно, повлечет за собой рост габаритов преобразователя. Однако, как будет показано далее, увеличение емкости конденсатора позволит ослабить резонансные свойства преобразователя и значительно уменьшить амплитуду его реакции на скачок напряжения питания.

Разумеется, полностью отказаться от управления по отклонению не удастся, поскольку вследствие нелинейности преобразователя добиться точного равенства $U_2 = U_1$ ($u_2 = 0$) позволяет только использование И- или ПИ-регулятора. Тем не менее требования к динамическим свойствам замкнутого контура регулирования в системе стабилизации комбинированного управления при этом оказываются значительно менее жесткими.

Предельная непрерывная модель преобразователя и ее линеаризация. Согласно полученному в работе [1] результату предельная непрерывная модель повышающего преобразователя (см. рис. 1) описывается векторно-матричным дифференциальным уравнением

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU, \quad U_2 = \mathbf{c}^T X, \quad (1)$$

где $X^T = [i, U_2]$ — вектор фазовых координат преобразователя; $U^T = [U, 0]$ — вектор внешних воздействий; $A = \gamma_1 A_1 + \gamma_2 A_2$, $B = \gamma_1 B_1 + \gamma_2 B_2$; $\gamma_1 + \gamma_2 = 1$, $\gamma_1 = \tau / T$, $\gamma_2 = (T - \tau) / T = 1 - \gamma_1$; τ и $T - \tau$ — составляющие периода T изменения структуры преобразователя; A_1 и A_2 — постоянные матрицы, B_1 и B_2 — постоянные векторы:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_H C} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_H C} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{\gamma_2}{L} \\ \frac{\gamma_2}{C} & -\frac{1}{R_H C} \end{bmatrix}, \quad B = B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

где r — активное сопротивление дросселя.

Система нелинейных дифференциальных уравнений, соответствующая векторно-матричному уравнению (1), имеет вид

$$\left. \begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -\frac{r}{L}i - \frac{1}{L}\gamma_2 U_2 + \frac{1}{L}U, \\ \frac{dU_2}{dt} &= \frac{1}{C}\gamma_2 i - \frac{1}{R_H C}U_2. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Постоянным значениям $\gamma_1 = \gamma = \gamma_0$, $\gamma_2 = 1 - \gamma = 1 - \gamma_0$, $U = U_0$, согласно выражению (1), соответствует стационарный режим ($dX / dt = 0$) преобразователя:

$$X_0 = -A_0^{-1} B_0 U_0, \quad U_{20} = \mathbf{c}^T X_0, \quad (3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \gamma_0 A_1 + (1 - \gamma_0) A_2; \\ B_0 &= B, \quad X_0^T = [I_0, U_{20}]; \\ I_0 &= \frac{U_0}{r + R_H (1 - \gamma_0)^2}, \\ U_{20} &= R_H (1 - \gamma_0) I_0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Поведение замкнутого преобразователя при малых отклонениях от стационарного режима, соответствующего $\gamma = \gamma_0$ и $U = U_0$, можно оценить по линеаризованному уравнению его возмущенного движения. Обозначив $Y = X - X_0$, $\delta = \gamma - \gamma_0$, $u = U - U_0$, получим уравнение возмущенного движения:

$$\frac{dY}{dt} = [A_0 + \delta(A_1 - A_2)](X_0 + Y) + B(U_0 + u) = A_0 X_0 + \delta A_3 X_0 + A_0 Y + \delta A_3 Y + B_0 U_0 + B_0 u, \quad (5)$$

где $A_3 = A_1 - A_2$.

Учитывая выражения (3) и сохраняя в дифференциальном уравнении (5) только члены первого порядка малости, получаем линеаризованные уравнения возмущенного движения:

$$\frac{dY}{dt} = A_0 Y + A_3 X_0 \delta + B_0 u, \quad u_2 = U_2 - U_{20} = \mathbf{c}^T (X - X_0) = \mathbf{c}^T Y. \quad (6)$$

Переходя к изображениям по Лапласу в уравнениях (6) при нулевых начальных значениях, получаем

$$u_2(p) = \mathbf{c}^T Y(p) = \mathbf{c}^T (\mathbf{I}p - A_0)^{-1} A_3 X_0 \delta(p) + \mathbf{c}^T (\mathbf{I}p - A_0)^{-1} B_0 u(p) = W_1(p)\delta(p) + W_2(p)u(p), \quad (7)$$

где \mathbf{I} — единичная 2×2 -матрица; $Y(p)$, $\delta(p)$, $u(p)$, $u_2(p)$ — преобразования по Лапласу соответствующих векторных и скалярных функций времени; $W_1(p) = \frac{u_2(p)}{\delta(p)} = \mathbf{c}^T (p\mathbf{I} - A_0)^{-1} A_3 X_0$, $W_2(p) = \frac{u_2(p)}{u(p)} = \mathbf{c}^T (p\mathbf{I} - A_0)^{-1} B_0$ — передаточные функции линеаризованной предельной непрерывной модели преобразователя по управляющему и по возмущающему воздействиям соответственно.

Выполнив необходимые преобразования, получим

$$W_1(p) = \frac{u_2(p)}{\delta(p)} = \frac{S_1(p)}{Q_2(p)}, \quad S_1(p) = -b_1 p + b_0, \quad Q_2(p) = p^2 + a_1 p + a_0; \quad (8)$$

$$W_2(p) = \frac{u_2(p)}{u(p)} = \frac{D_0(p)}{Q_2(p)}, \quad D_0(p) = g_0, \quad (9)$$

где

$$a_1 = \frac{1}{T_H} + \frac{1}{T_{др}}, \quad a_0 = \frac{q}{rT_H T_{др}}, \quad b_1 = \frac{U_0 R_H}{qT_H}, \quad q = r + R_H (1 - \gamma_0)^2, \\ b_0 = b_1 \frac{q - 2r}{rT_{др}}, \quad g_0 = \frac{1 - \gamma_0}{LC}, \quad T_{др} = \frac{L}{r}, \quad T_H = R_H C.$$

На рис. 2 приведена структурно-динамическая схема линеаризованного преобразователя при малых отклонениях от стационарного режима, которую целесообразно использовать для анализа и синтеза систем традиционными инженерными методами.

Согласно вышеизложенному система стабилизации напряжения при комбинированном управлении в линеаризованном варианте может быть представлена структурно-динамической схемой, приведенной на рис. 3, где $W_B(p)$ — передаточная функция регулятора прямой связи по возмущающему воздействию, $W_P(p)$ — передаточная функция регулятора в замкнутом контуре.

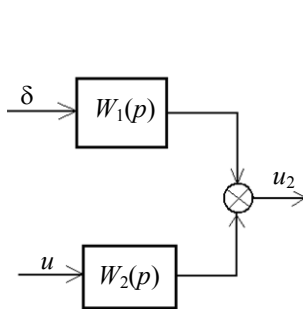


Рис. 2

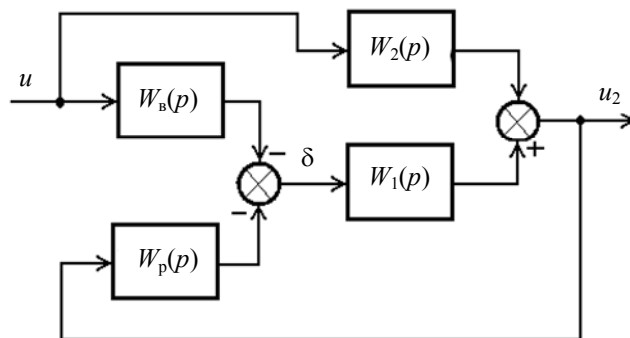


Рис. 3

Стабилизация выходного напряжения при управлении по возмущающему воздействию. Как показано в работе [2], в силу наличия положительного нуля передаточной функции (8) скомпенсировать возмущающее воздействие даже в линеаризованной модели невозможно.

Однако вполне реально исключить влияние u на u_2 в статическом режиме ($u=\text{const}$) и при отсутствии контура отрицательной обратной связи ($W_p(p)=0$). Для этого достаточно принять

$$W_B(p) = g_0/b_0. \quad (10)$$

Действительно, в этом случае с учетом выражений (8) и (9) получаем

$$\Phi_1(p) = W_2(p) - W_B(p)W_1(p) = \frac{g_0 - \frac{g_0}{b_0}(-b_1p + b_0)}{Q_2(p)} = \frac{f_1p}{Q_2(p)}, \quad f_1 = \frac{g_0}{b_0}b_1, \quad (11)$$

что и обеспечивает $u_2=0$ при $u=\text{const}$ в установившемся режиме.

Передаточная функция (11) позволяет найти аналитические выражения для характеристик системы, необходимых для оценки качества стабилизации: амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) $A(\omega)$ и переходной $h(t)$.

Исследование АЧХ на экстремум позволяет определить „резонансную“ частоту ω_m и „резонансный“ максимум A_m :

$$\left. \begin{aligned} \omega_m &= \sqrt{a_0} = \sqrt{q_1 / (T_H T_{др})} \approx (1 - \gamma_0) / \sqrt{LC}, \\ A_m &= A(\omega_m) = f_1 / a_1 = (1 - \gamma_0) / [q_1 (1 + T_H / T_{др})] \approx \\ &\approx 1 / [(1 - \gamma_0)(1 + T_H / T_{др})], \quad q_1 = q / r = 1 + (1 - \gamma_0^2)R_H / r \approx (1 - \gamma_0^2)R_H / r. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Приближенные выражения (12) получены с учетом неравенства $R_H \gg r$, выполняемого в реальных условиях. Их анализ показывает, что для уменьшения „резонансного“ пика необходимо увеличивать отношение $T_H / T_{др}$, что следует и из физических представлений.

Исследование переходной характеристики

$$h(t) = \frac{f_1}{\omega} e^{-a_1 t/2} \sin(\omega t), \quad \omega = \sqrt{a_0 - (a_1/2)^2} \quad (13)$$

на экстремум в случае комплексно-сопряженных полюсов $\Phi_1(p)$ при $a_0 > a_1^2/4$ дает ее максимальное значение h_m , принимаемое при $t = t_m = [\arctg(2\omega/a_1)]/\omega$:

$$h_m = h(t_m) = (f_1/\omega) e^{-a_1 t_m/2} \sin(\omega t_m).$$

Обозначив $x = T_{др}/T_H$, получим условие выполнения неравенства $a_0 > a_1^2/4$:

$$x_1 < x < x_2, \quad x_{1,2} = 2q_1 - 1 \mp \sqrt{(2q_1 - 1)^2 - 1}, \quad (14)$$

а также зависимость от x максимума h_m и времени его достижения:

$$h_m = G \frac{e^{-\arctg y/y}}{\sqrt{x}}, \quad y = \sqrt{4q_1 x / (x+1)^2 - 1}, \quad G = \frac{(1 - \gamma_0)R_H / r}{(q_1 - 2)\sqrt{q_1}} \approx \frac{\sqrt{r/R_H}}{(1 - \gamma_0)^2}; \quad (15)$$

$$t_m = T_{др} \frac{2x \arctg y}{(x+1)y}. \quad (16)$$

На рис. 4 представлены графики (кривые 1 и 2 соответственно) зависимостей $\lg(h_m / G)$ и $\lg(t_m / T_{др})$ от отношения $x = T_{др} / T_H$, построенные для $R_H / r = 200$ и $\gamma_0 = 0,5112$.

Для использованных в этом примере значений параметров: $L = 6,914 \cdot 10^{-3}$ Гн, $r = 0,2$ Ом, $T_{др} = 3,457 \cdot 10^{-2}$ с, $R_H = 40$ Ом, $C = 1,414 \cdot 10^{-5}$ Ф, $T_H = 5,656 \cdot 10^{-4}$ с — получено $x = 1,636 \cdot 10^{-2}$, $G = 0,2992$, а по выражениям (15) и (16) — $h_m = 1,2$, $t_m = 7,43 \cdot 10^{-4}$ с. Согласно выражениям (12) $\omega_m = 1,58 \cdot 10^3$ с⁻¹, $A_m = 2,06$.

Учитывая, что речь идет о повышающем преобразователе 100/200 В, на „резонансной“ частоте имеет место не подавление возможных пульсаций напряжения питания, а их небольшое усиление. Причина этого заключается в искусственно заниженном значении емкости конденсатора фильтра за счет увеличенных пульсаций выходного напряжения преобразователя (для более наглядного сравнения выходного напряжения преобразователя и его предельной непрерывной модели).

Увеличение емкости в 10 раз приводит к практически незаметным пульсациям выходного

напряжения преобразователя. При этом получаем $h_m = 0,556$, $t_m = 2,8 \cdot 10^{-3}$ с, $\omega_m = 500$ с⁻¹, $A_m = 1,80$. Дальнейшее увеличение емкости на порядок ($C = 1,414 \cdot 10^{-3}$ Ф) дает $h_m = 0,189$, $t_m = 9,1 \cdot 10^{-3}$ с, $\omega_m = 158$ с⁻¹, $A_m = 0,793$. Соответствующая переходная характеристика представлена на рис. 5.

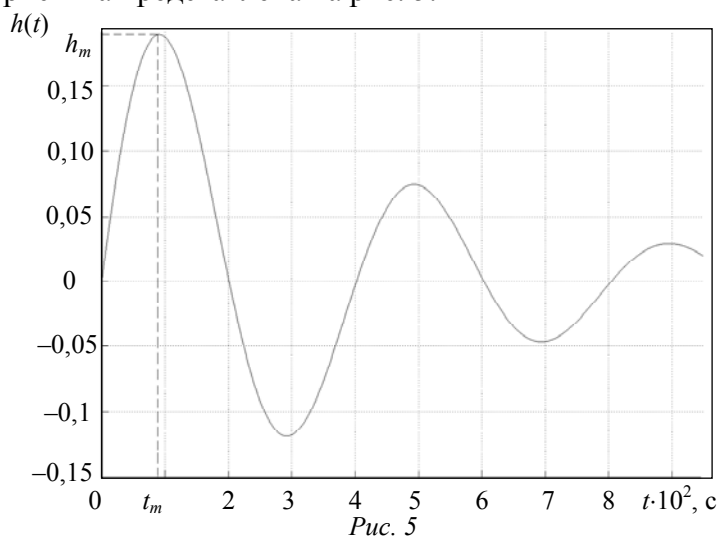


Рис. 5

ного напряжения преобразователя. Если при этом не изменять τ (γ), то переходный процесс описывается дифференциальным уравнением колебательного звена, получаемым из системы дифференциальных уравнений предельной непрерывной модели преобразователя [1]:

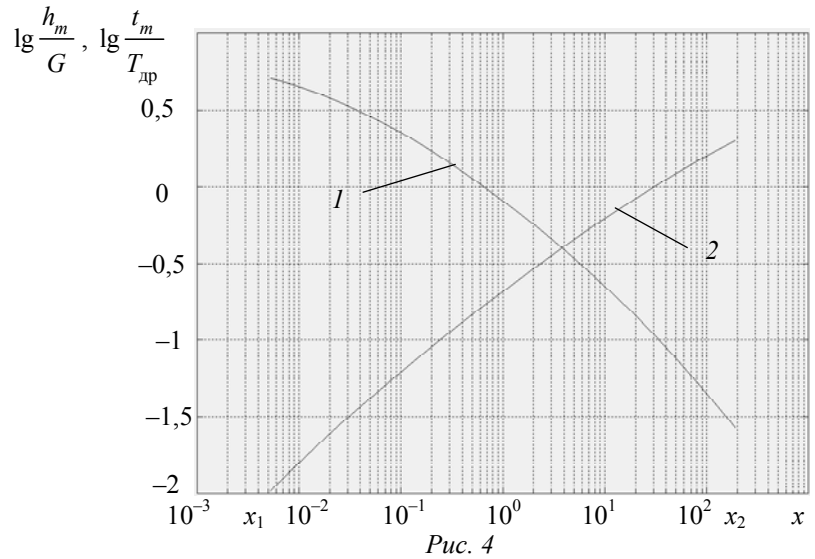


Рис. 4

Заметим, что в последнем случае отношение $T_H/T_{др}$ составляет всего 1,636. Дальнейшее увеличение C позволяет существенно снизить значения h_m , A_m и ослабить колебательный характер переходного процесса. Разумеется, необходимо учитывать увеличение габаритов конденсатора. Длительность переходного процесса при этом увеличивается в меньшей степени, чем t_m .

При резком сбросе нагрузки (отключении R_H) выходное напряжение повышается за счет отдачи электро-

$$T^2 \frac{d^2 U_2}{dt^2} + 2\xi T \frac{dU_2}{dt} + U_2 = E, \quad E = \frac{U}{1-\gamma_0}, \quad T = \frac{\sqrt{LC}}{1-\gamma_0}, \quad \xi = \frac{r\sqrt{C}}{2(1-\gamma_0)\sqrt{L}}, \quad (17)$$

где $\xi=0,0925$, что свидетельствует о медленном затухании процесса; из выражения (17) следует возможность увеличения ξ и ускорения затухания колебаний за счет увеличения емкости.

Для оценки максимума выходного напряжения U_2 , достигаемого во время переходного процесса, можно принять $\xi=0$. В результате исследования решения уравнения (17) на максимум находим

$$U_{2\max} = E + \sqrt{(U_2(0) - E)^2 + (dU_2/dt(0)/\Omega)^2}, \quad \Omega = (1-\gamma_0)/\sqrt{LC}. \quad (18)$$

При начальных условиях $U_2(0) \approx U/(1-\gamma_0)$, $dU_2/dt(0) \approx U/[(1-\gamma_0)^2 R_H C]$ получаем относительную величину повышения выходного напряжения:

$$\frac{U_{2\max} - U_2(0)}{U_2(0)} \approx \frac{\sqrt{L/C}}{R_H(1-\gamma_0)^2} = \frac{\sqrt{0,006914/0,001414}}{40 \cdot (0,4888)^2} = 0,231.$$

При меньших значениях C ($1,44 \cdot 10^{-5}$ и $1,44 \cdot 10^{-4}$ Ф) получаем соответственно 0,732 и 2,31. Такое значительное повышение выходного напряжения может вывести преобразователь из строя.

Повышение напряжения можно ограничить, если установить $\tau=0$ ($\gamma=0$). В этом случае с учетом $E=U$ и $\Omega=1/\sqrt{LC}$ находим

$$\frac{U_{2\max} - U_2(0)}{U_2(0)} \approx -\gamma + \sqrt{\gamma^2 + \frac{L/C}{(1-\gamma_0)^2 R_H^2}} = -0,5112 + \sqrt{0,5112^2 + \frac{0,006914/0,001414}{0,4888^2 \cdot 40^2}} = 0,0125.$$

При значениях C , упомянутых выше, получаем соответственно 0,123 и 0,73. Разумеется, после достижения максимума выходного напряжения необходимо восстановить прежнее значение τ . Очевидно, что выходное напряжение увеличится и получит приращение относительно номинального значения:

$$\frac{U_2 - U_{20}}{U_{20}} = \frac{r}{(1-\gamma_0)^2 R_H}, \quad U_2 = \frac{U}{(1-\gamma_0)}, \quad U_{20} = \frac{U}{(1-\gamma_0)} \frac{R_H}{R_H + r/(1-\gamma_0)^2}. \quad (19)$$

В рассматриваемом примере после затухания переходного процесса установится напряжение холостого хода, превышающее номинальное на

$$\frac{r}{(1-\gamma)^2 R_H} \cdot 100\% = \frac{0,2}{(0,4888)^2 \cdot 40} \cdot 100\% = 2,1\%.$$

Восстановить заданное значение выходного напряжения можно, используя замкнутый контур регулирования с интегральным или пропорционально-интегральным регулятором, необходимым также для устранения ошибки стабилизации, вызываемой нелинейностью преобразователя.

Стабилизация выходного напряжения с использованием замкнутого контура. Полагая регулятор пропорционально-интегральным, т.е. выбрав

$$W_p(p) = K_{\Pi} + K_{\text{И}}/p$$

согласно схеме, представленной на рис. 3, получаем

$$\begin{aligned} \Phi_2(p) &= \frac{W_2(p) - W_B(p)W_1(p)}{1 + W_p(p)W_1(p)} = \frac{b_1 \frac{g_0}{b_0} p^2}{pQ_2(p) + (K_{\Pi}p + K_{\text{И}})(-b_1p + b_0)} = \\ &= \frac{b_2 p^2}{c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + c_0}, \end{aligned} \quad (20)$$

где K_{Π} и $K_{И}$ — параметры пропорциональной и интегральной составляющих ПИ-регулятора; $c_3 = 1$, $c_2 = a_1 - K_{\Pi}b_1$, $c_1 = a_0 + K_{\Pi}b_0 - K_{И}b_1$, $c_0 = K_{И}b_0$, $b_2 = g_0b_1/b_0$.

Анализ устойчивости замкнутого контура позволил выделить область устойчивости в плоскости параметров ПИ-регулятора (K_{Π} , $K_{И}$), ограниченную осью K_{Π} и нижней ветвью гиперболы (рис. 6):

$$K_{И} = \frac{(a_0 + b_0K_{\Pi})(a_1 - b_1K_{\Pi})}{b_0 + a_1b_1 - b_1^2K_{\Pi}} = \left(\frac{a_0}{b_1} + \frac{b_0}{b_1}K_{\Pi} \right) \frac{a_1 - b_1K_{\Pi}}{a_1 + b_0/b_1 - b_1K_{\Pi}}. \quad (21)$$

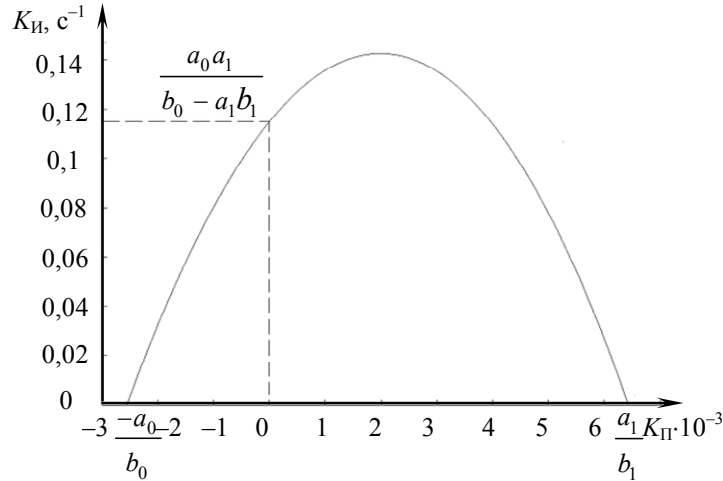


Рис. 6

Область устойчивости, представленная на рис. 6, построена для параметров преобразователя, рассмотренных в работе [1], при $C=1,414 \cdot 10^{-3} \Phi$.

Полученный результат позволяет определить области устойчивости и для частных случаев пропорционального регулятора:

$$-a_0/b_0 < K_{\Pi} < a_1/b_1, \quad (22)$$

и интегрального регулятора:

$$0 < K_{И} < a_0a_1 / (b_0 + a_1b_1). \quad (23)$$

На рис. 7 представлена переходная характеристика линеаризованной модели преобразователя с параметрами замкнутого контура $K_{\Pi}=0,002$, $K_{И}=0,03 \text{ с}^{-1}$, обозначенная как $h_3(t)$. Сравнение $h_3(t)$ с исходной переходной характеристикой $h(t)$ линеаризованной модели без замкнутого контура показывает, что использование замкнутого контура позволяет несколько уменьшить значение h_m , но усилить при этом колебательный характер переходного процесса и замедлить его затухание.

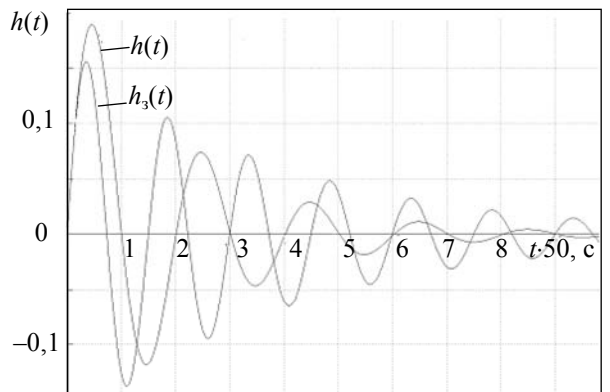


Рис. 7

Влияние нелинейности на свойства системы стабилизации выходного напряжения. Хорошее совпадение результатов, полученных для линеаризованной модели преобразователя и его нелинейной модели, зависит, как известно, от величины отклонений и свойств нелинейной модели системы. В рассматриваемом случае при скачке, не превышающем 2—3 В, первые два колебания переходного процесса, вызванные скачком напряжения питания преобразователя $u=U-U_0$, практически совпадают с колебаниями, рассчитанными по линеаризованной модели.

Увеличение амплитуды скачка вызывает значительное ухудшение (особо существенное при отрицательных скачках) качества переходного процесса в нелинейной модели по сравнению

с линеаризованной моделью, что объясняется увеличением значений γ , соответствующих при отрицательных скачках более существенной нелинейности преобразователя. Иллюстрацией этому (рис. 8) служит процесс изменения выходного напряжения преобразователя $U_2(t)$ в не-

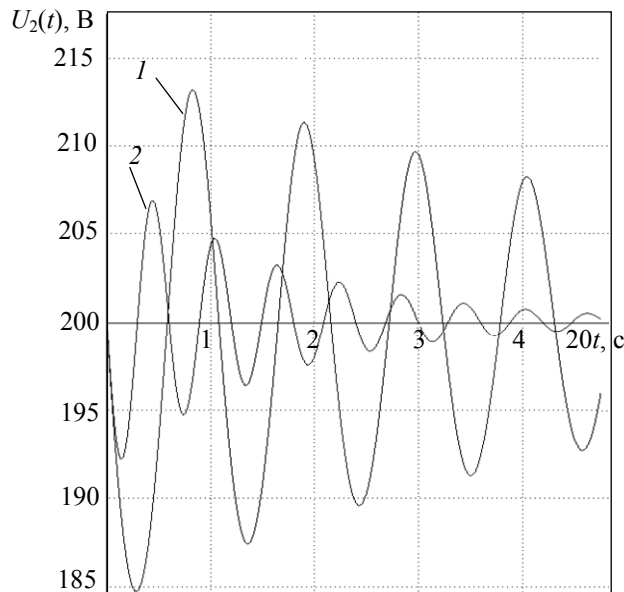


Рис. 8

линейной (кривая 1) и линеаризованной (кривая 2) моделях при уменьшении напряжения питания от 100 до 50 В.

Уменьшение величин K_{II} и K_{II} в три раза позволяет ослабить колебательный характер процесса и ускорить его затухание. Однако выходное напряжение при этом снижается до 183,3 В в нелинейной модели против 191,3 В в линеаризованной модели.

При отключении замкнутого контура переходный процесс быстро затухает, но напряжение снижается до 181,5 В, а восстанавливается только до 195,8 вследствие нелинейности системы. Для устранения этого недостатка можно использовать нелинейную связь по возмущающему воздействию. Это обеспечивает полное восстановление номинального выходного напряжения при значительных измене-

ниях напряжения питания. Для этого достаточно устанавливать значение γ в зависимости от значения U согласно выражению

$$\gamma = 1 - \frac{U}{2U_2} - \sqrt{\left(\frac{U}{2U_2}\right)^2 - \frac{r}{R_H}}. \quad (24)$$

На рис. 9 представлен процесс изменения выходного напряжения $U_2(t)$ в нелинейной непрерывной модели преобразователя без замкнутого контура, но с нелинейной связью по напряжению питания, реализованной согласно выражению (24), при скачкообразном уменьшении U от 100 до 50 В. Кривая $U_{23}(t)$ на этом графике демонстрирует влияние замкнутого контура при $K_{II}=0,015 \text{ с}^{-1}$, $K_{II}=0,001$ и включения форсирующего звена с передаточной функцией $(0,05p+1)/(0,01p+1)$ последовательно с пропорциональной составляющей регулятора.

Разумеется, скачкообразное изменение напряжения питания — идеализация реальных его изменений. Даже незначительное сглаживание скачка напряжения U заметно уменьшает „просадку“ выходного напряжения преобразователя: так, скачкообразное уменьшение напряжения U на 50 В, сглаженное аperiодическим звеном с постоянной времени 0,01 с, вызывает повышение минимума $U_2(t)$ с 183,5 до 188,7 В, а $U_{23}(t)$ — с 188,7 до 194,3 В.

При наличии информации об изменении сопротивления нагрузки можно исключить в статическом режиме вызываемую им ошибку стабилизации и без замкнутого контура. Заметим, что в статическом режиме эта ошибка вследствие неравенства $R_H \gg r$ значительно меньше ошибки, вызываемой изменением напряжения питания. Для ее исключения достаточно в формуле (24) учитывать истинное значение R_H .

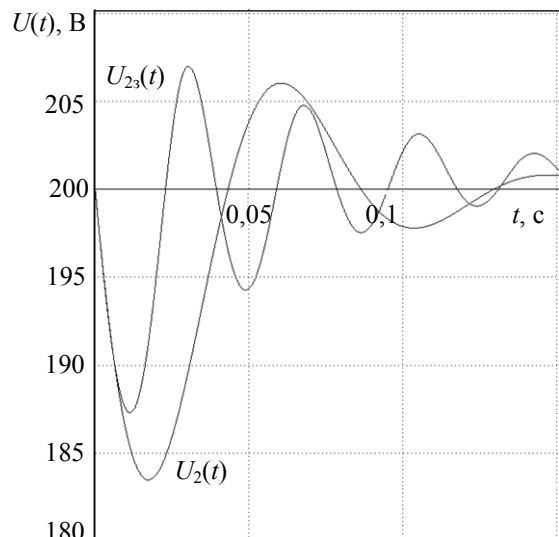


Рис. 9

Выводы. Основываясь на рассмотренном способе повышения качества стабилизации выходного напряжения импульсного повышающего преобразователя постоянного тока, можно сделать следующие выводы:

— достаточно высокое качество стабилизации можно обеспечить при использовании принципа комбинированного управления;

— основную роль в стабилизации выходного напряжения должно играть управление по возмущающему воздействию преобразователя с учетом нелинейности его статической характеристики;

— использование замкнутого контура позволяет несколько повысить качество стабилизации в переходных режимах;

— радикальным средством уменьшения амплитуды отклонения выходного напряжения от заданного значения в переходных режимах и ослабления резонансных свойств стабилизированного преобразователя является увеличение емкости выходного конденсатора;

— нелинейные свойства преобразователя проявляются в существенном снижении качества переходных процессов при увеличении перепадов напряжения питания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коршунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52, № 9. С. 42—48.
2. Коршунов А. И. Оценка свойств замкнутых систем с периодическим высокочастотным изменением структуры по предельной непрерывной модели // Материалы XXI Межвуз. науч.-техн. конф. „Военная радиоэлектроника: опыт использования и проблемы, подготовка специалистов“. Петродворец: ВМИРЭ им. А. С. Попова, 2010. Ч. III. С. 176—191.
3. Солодовников В. В., Филимонов Н. Б. Динамическое качество систем автоматического регулирования: Учеб. пособие. М.: Изд-во МВТУ им. М. Э. Баумана, 1987. 84 с.

Сведения об авторе

Анатолий Иванович Коршунов

— д-р техн. наук, профессор; Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“, кафедра радиоэлектроники, Санкт-Петербург; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Рекомендована кафедрой
радиоэлектроники

Поступила в редакцию
23.05.11 г.