

Расчет и анализ процессов в реверсивных импульсных преобразователях с двусторонней разностной широтно-импульсной модуляцией

БЕЛОВ Г.А., СЕРЕБРЯННИКОВ А.В., ГАРАНИН С.Г.

Рассмотрены схемы реверсивных импульсных преобразователей с двусторонней разностной широтно-импульсной модуляцией. С использованием линеаризованной импульсной структурной модели получены соотношения для расчета параметров схемы с комбинированной обратной связью из условий реализации процессов конечной длительности в токовом контуре. Проведено сравнение результатов расчета процессов по дискретным моделям с результатами моделирования в среде Matlab/Simulink.

Ключевые слова: реверсивный импульсный преобразователь, широтно-импульсная модуляция, математические модели, переходные процессы

Реверсивные импульсные преобразователи с разностной широтно-импульсной модуляцией (РШИМ) широко применяются в усилителях мощности класса D [1] и маломощных следящих электроприводах [2, 3]. Такие преобразователи могут также использоваться в качестве автономных инверторов с регулируемым в широких пределах амплитудой и частотой выходного напряжения.

Двусторонняя РШИМ отличается от обычной двусторонней ШИМ2 [4] тем, что, как показано на рис. 1, выходное напряжение РШИМ $u_{\text{ШИМ}}$ является двухполярным в течение каждого периода переключений, в то время как на выходе ШИМ2 формируется однополярное напряжение $u_{\text{ШИМ}2}$. Принимаем, что компаратор (релейный элемент) широтно-импульсного модулятора (рис. 1,а) включает в себя и переключающий узел силовой части импульсного преобразователя и напряжение $u_{\text{ШИМ}2}$ или $u_{\text{РШИМ}}$ поступает на сглаживающий LC-фильтр. Предполагаем также отсутствие дополнительных ложных переключений за период T .

The circuits of reversible impulse converters with two-sided difference pulse-width modulation are considered. Relations for calculating the parameters of the circuit with a combined feedback are obtained subject to the conditions of realizing processes in the current loop with finite duration using a linearized impulse structural model. The processes calculated using discrete models are compared with the results of simulation carried out in the environment of the Matlab and Simulink software packages.

Key words: reversible impulse converter, pulse-width modulation, mathematical models, transients

Если среднее значение выходного напряжения обычного двустороннего широтно-импульсного модулятора $u_{\text{ШИМ}2\text{ср}} = gE$, где $g = t_1 / (t_1 + t_2)$ – относительная длительность импульса, то, как видно из рис. 1,б, для РШИМ

$$u_{\text{РШИМ.ср}} = \frac{Et_1 - Et_2}{t_1 + t_2} = E \frac{2t_1 - (t_1 + t_2)}{t_1 + t_2} = (2g - 1)E. \quad (1)$$

Преимущество РШИМ состоит в простоте получения малых средних значений выходного напряжения импульсного преобразователя. Согласно формуле (1) равенство нулю выходного напряжения в случае РШИМ достигается при $g = 0,5$, когда $t_1 = t_2$, и получение малых средних значений выходного напряжения не представляет принципиальных трудностей. В случае ШИМ2 для получения малых средних значений выходного напряжения требуется формирование прямоугольных импульсов $u_{\text{ШИМ}2}$ малой длительности, что при высокой частоте переключений силовой части может пред-

6. Erwan Simon. Implementation of Vector Control for PMSM Using the TMS320F240 DSP (Application Report SPRA494). – Texas Instruments, 1998.

7. Thomas J. Vyncke, Rene K. Boel and Jan A.A. Melkebeek. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors (An Overview). – 3RD IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering, Ghent (Belgium), 27–28 April 2006.

8. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. – М.: Л.: Энергия, 1964.

9. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов, 3-е изд., перераб и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2001.

[26.04.12]

Автор: Завьялов Валерий Михайлович окончил горно-электромеханический факультет Кузбасского государственного технического университета (КузГТУ) в 1998 г. Доктор технических наук, заведующий кафедрой электропривода и автоматизации КузГТУ.

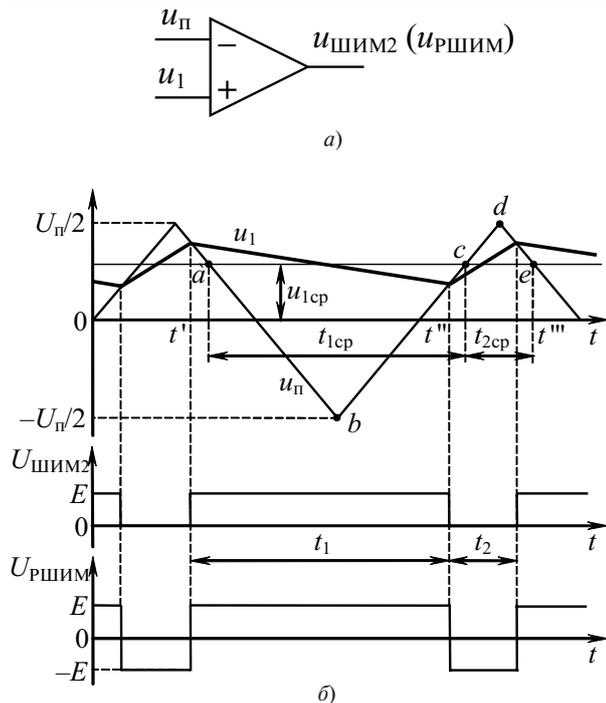


Рис. 1. Компаратор, входящий в состав ШИМ2 или РШИМ (а), временные диаграммы для ШИМ2 и РШИМ (б); $u_{\text{п}}$ – пилообразный (треугольный) график напряжения; u_1 – график управляющего напряжения, поступающего с регулятора

ставлять большие технические трудности из-за конечной длительности фронта и спада реального импульса [1]. Поэтому РШИМ способна обеспечить намного больший диапазон регулирования среднего значения выходного напряжения импульсного преобразователя, чем ШИМ2. Это особенно важно при создании аудиоусилителей мощности с широким динамическим диапазоном входного сигнала [1], следящих электроприводов [2, 3] и автономных инверторов с синусоидальным выходным напряжением.

В большинстве исследований, посвященных импульсным преобразователям с РШИМ, анализу и расчету процессов уделяется недостаточно внимания; основное внимание направлено на их частотные характеристики, повышение КПД и помехозащищенности [1, 5]. Статья посвящена обосно-

ванию точных методик расчета и анализа процессов в импульсных преобразователях с РШИМ, анализу их устойчивости, для чего требуется применять дискретные модели, также слабо отраженные в известной литературе.

Импульсный преобразователь с отрицательной обратной связью по входному напряжению выходного фильтра. Схема с отрицательной обратной связью по входному напряжению LC -фильтра [6–8] (рис. 2) состоит из интегратора на операционном усилителе (ОУ) $DA1$, компаратора $DA2$ и реверсивного понижающего импульсного преобразователя постоянного напряжения, построенного на двух силовых МДП-транзисторах $VT1, VT2$, с LC -фильтром. В моменты сравнения выходного напряжения интегратора u_1 с пилообразным напряжением $u_{\text{п}}$ на выходе компаратора $DA2$ формируются перепады напряжения u_2 , так что в компараторе осуществляется двусторонняя ШИМ2. Преобразователь на транзисторах $VT1, VT2$, управляемый с выхода компаратора с помощью драйвера $Др$, преобразует сигнал $u_2 = u_{\text{шим2}}$ в напряжение $u_3 = u_{\text{ршим}}$.

Силовая часть реверсивного импульсного преобразователя может быть построена также по мостовой схеме с четырьмя силовыми транзисторами. Тогда РШИМ реализуется при симметричном управлении силовыми транзисторами [2, 3]. В мостовой схеме требуется только один источник питания, в то время как для реализации схемы на рис. 2 – два источника питания. Недостаток мостовой схемы – в 2 раза большее число силовых полупроводниковых приборов и снижение КПД из-за в 2 раза большего падения напряжения на открытых транзисторах.

Работа интегратора $DA1$ описывается уравнениями:

$$R_1 C_1 \frac{du_1}{dt} = \begin{cases} -u_{\text{вх}} - \frac{R_1}{R_2} E & \text{при } t \in [t_1, t_2] \\ -u_{\text{вх}} + \frac{R_1}{R_2} E & \text{при } t \in [t_2, t_3] \end{cases} \quad (2)$$

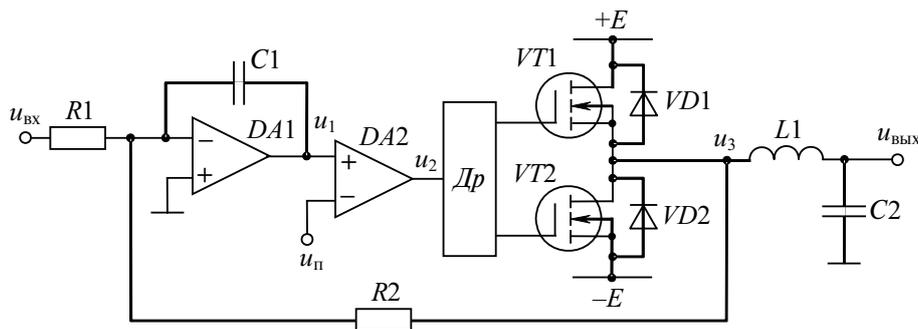


Рис. 2. Схема реверсивного импульсного преобразователя с отрицательной обратной связью по входному напряжению LC -фильтра

где t_{ϕ} , t_{Φ} и $t_{\Phi\Phi}$ – моменты пересечений кривых напряжений $u_1(t)$ и $u_{\Pi}(t)$ (рис. 1,б).

Решение уравнений (2) имеет вид:

$$u_1(t) = \begin{cases} u_1(t_{\phi}) - \frac{1}{R_1 C_1} \int_{t_{\phi}}^t u_{\text{вх}} dt + \frac{R_1}{R_2} E \frac{\ddot{t}}{\delta} - t_{\phi} \\ \text{при } t_{\phi} \leq t \leq t_{\Phi} \\ u_1(t_{\Phi}) - \frac{1}{R_1 C_1} \int_{t_{\Phi}}^t u_{\text{вх}} dt - \frac{R_1}{R_2} E \frac{\ddot{t}}{\delta} (t - t_{\Phi}) \\ \text{при } t_{\Phi} \leq t \leq t_{\Phi\Phi} \end{cases} \quad (3)$$

Для определения длительности интервалов t_1 и t_2 представим изменение пилообразного напряжения (рис. 1,б) выражениями:

$$u_{\Pi} = \begin{cases} \frac{U_{\Pi}}{2} - \frac{2U_{\Pi}}{T} t, & 0 \leq t \leq T/2; \\ \frac{U_{\Pi}}{2} + \frac{2U_{\Pi}}{T} (t - T/2), & T/2 \leq t \leq T; \\ \frac{U_{\Pi}}{2} - \frac{2U_{\Pi}}{T} (t - T), & T \leq t \leq 3T/2, \end{cases}$$

где время t отсчитывается от момента максимального пилообразного напряжения.

Полагая в этих выражениях $u_{\Pi}(t_{\phi}) = u_1(t_{\phi})$, $u_{\Pi}(t_{\Phi}) = u_1(t_{\Phi})$, $u_{\Pi}(t_{\Phi\Phi}) = u_1(t_{\Phi\Phi})$, с учетом равенств $t_{\phi} = t_{\phi}$, $t_{\Phi} = t_{\Phi}$, $t_{\Phi\Phi} = t_{\Phi\Phi}$ приходим к уравнениям:

$$\begin{aligned} \frac{2U_{\Pi}}{T} t_1 - \frac{T}{2\delta} \ddot{t} &= u_1(t_{\phi}) + u_1(t_{\Phi}); \\ \frac{2U_{\Pi}}{T} t_2 - \frac{T}{2\delta} \ddot{t} &= u_1(t_{\Phi}) + u_1(t_{\Phi\Phi}), \end{aligned} \quad (4)$$

связывающим значения t_1 и t_2 со значениями напряжения на выходе интегратора в моменты переключений в схеме.

Подставив в первое уравнение (4) выражение

$$u_1(t_{\phi}) = u_1(t_{\phi}) - \frac{1}{R_1 C_1} \int_{t_{\phi}}^t u_{\text{вх}} dt - \frac{R_1}{R_2} E \frac{\ddot{t}}{\delta},$$

полученное из (3) при $t = t_{\phi}$ найдем

$$\frac{t_1}{T} = \frac{2\bar{u}_1(t_{\phi}) + 1}{2 + V_1/a}, \quad (5)$$

где введены относительные величины:

$$a = \frac{R_1 C_1}{T}, \quad \bar{u}_1 = \frac{u_1}{U_{\Pi}}, \quad V_1 = \frac{R_1}{R_2} \frac{\ddot{t}}{\delta} u_{\text{вх}} + \frac{R_1}{R_2} E \frac{\ddot{t}}{\delta} / U_{\Pi}. \quad (6)$$

Аналогично, подставив во второе уравнение (4) выражение

$$u_1(t_{\Phi\Phi}) = u_1(t_{\Phi\Phi}) - \frac{1}{R_1 C_1} \int_{t_{\Phi\Phi}}^t u_{\text{вх}} dt - \frac{R_1}{R_2} E \frac{\ddot{t}}{\delta},$$

полученное из (3) при $t = t_{\Phi\Phi}$ найдем

$$\frac{t_2}{T} = \frac{1 - 2\bar{u}_1(t_{\Phi\Phi})}{2 + V_2/a}, \quad (7)$$

где

$$V_2 = \frac{R_1}{R_2} E - u_{\text{вх}} \frac{\ddot{t}}{\delta} / U_{\Pi}.$$

Полученные соотношения позволяют организовать расчет переходных процессов в преобразователе методом припасовывания [8]. Можем получить явные выражения для $\bar{u}_1(t_{\phi})$ и $\bar{u}_1(t_{\Phi\Phi})$ через значения напряжения u_1 в начале соответствующего интервала t_1 или t_2 :

$$\bar{u}_1(t_{\phi}) = \frac{2a - V_1}{2a + V_1} \bar{u}_1(t_{\phi}) - \frac{V_1}{2a + V_1}; \quad (8)$$

$$\bar{u}_1(t_{\Phi\Phi}) = \frac{2a - V_2}{2a + V_2} \bar{u}_1(t_{\Phi\Phi}) + \frac{V_2}{2a + V_2}. \quad (9)$$

Как видно, характер процессов зависит только от параметров a , V_1 , V_2 .

Подставив выражение (8) в (9), получим соотношение, связывающее значение напряжения $\bar{u}_1(t)$ в конце очередного цикла переходного процесса со значением $\bar{u}_1(t)$ в начале этого цикла:

$$\bar{u}_1(t_{\Phi\Phi}) = z_1 \bar{u}_1(t_{\phi}) + 2 \frac{V_2 - V_1 + V_1 V_2 / a}{(2a + V_1)(2a + V_2)}, \quad (10)$$

где

$$z_1 = \frac{(2a - V_1)(2a - V_2)}{(2a + V_1)(2a + V_2)}. \quad (11)$$

Согласно теории нелинейных колебаний [9] соотношение (10) при $u_{\text{вх}} = \text{const}$ может рассматриваться как функция последования, а коэффициент z_1 – как корень характеристического уравнения (мультипликатор) замкнутой дискретной системы, к которой сводится рассматриваемый импульсный преобразователь (рис. 2) в режиме, когда значения $|\bar{u}_1(t_{\phi})|$, $|\bar{u}_1(t_{\Phi})|$ и $|\bar{u}_1(t_{\Phi\Phi})|$ меньше $U_{\Pi}/2$.

Для установившегося режима, в котором $|\bar{u}_1(t_{\Phi\Phi})| = |\bar{u}_1(t_{\phi})|$, можно получить следующие соотношения [8]:

$$\bar{u}_{1\text{уст}}(t_{\phi}) = \frac{V_2 - V_1 + V_1 V_2 / a}{2(V_1 + V_2)},$$

$$\bar{u}_{1\text{уст}}(t_{\Phi\Phi}) - \bar{u}_{1\text{уст}}(t_{\phi}) = - \frac{V_1 V_2}{a(V_1 + V_2)};$$

$$\frac{R_1}{T} \frac{\ddot{t}}{\delta} = \frac{V_2}{V_1 + V_2}, \quad \frac{R_2}{T} \frac{\ddot{t}}{\delta} = \frac{V_1}{V_1 + V_2};$$

$$u_{\text{вых.ср}} = \frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1} E = - \frac{R_2}{R_1} u_{\text{вх}}.$$

Как видно, длительность цикла $t_1 + t_2$ в установившемся режиме, как и следовало ожидать, равна периоду T пилообразного напряжения.

Коэффициент усиления при медленном изменении входного напряжения $u_{\text{вх}}$

$$K = u_{\text{вых.ср}} / u_{\text{вх}} = R_2 / R_1, \quad (12)$$

где отрицательный знак характеризует инвертирование входного сигнала.

Оценим предельно возможные значения параметров V_1 и V_2 в установившемся режиме. Согласно (1) значение $u_{\text{вых.ср}}$ в рассматриваемом режиме не может превышать модуль значения E , что соответствует максимально допустимому значению входного напряжения

$$u_{\text{вх max доп}} = \frac{E}{|K|} = \frac{R_1}{R_2} E.$$

Отсюда видно, что входное напряжение может изменяться в пределах

$$- \frac{R_1}{R_2} E < u_{\text{вх}} < \frac{R_1}{R_2} E.$$

Тогда значение V_1 изменяется в пределах от 0 до $2(R_1 / R_2)E / U_{\text{п}}$, значение V_2 — в пределах от $2(R_1 / R_2)E / U_{\text{п}}$ до 0.

Корень характеристического уравнения z_1 согласно (11) может быть представлен как

$$z_1 = \frac{\frac{R_1}{R_2} \frac{E}{U_{\text{п}}} \frac{\ddot{u}_{\text{вх}}}{\ddot{u}_{\text{п}}}}{\frac{R_1}{R_2} \frac{E}{U_{\text{п}}} \frac{\ddot{u}_{\text{вх}}}{\ddot{u}_{\text{п}}}} = 1$$

откуда видно, что $|z_1| < 1$ и, следовательно, эта система всегда устойчива.

Проинтегрировав уравнение (2) за время $t_1 + t_2$, разделив результат на $t_1 + t_2$ и определив значения $t_1, t_2, g = g_{\text{ср}}$ при замене на рис. 1, б кривой $u_1(t)$ горизонтальной прямой $u_1(t) = u_{1\text{ср}}$, получим усредненное дифференциальное уравнение для схемы на рис. 2 [8]:

$$T_1 \frac{du_{1\text{ср}}}{dt} + u_{1\text{ср}} = - K_1 u_{\text{вх.ср}}, \quad (13)$$

где коэффициент усиления K_1 интегратора по средним значениям и постоянная времени T_1 определяются выражениями:

$$K_1 = \frac{R_2 U_{\text{п}}}{2 R_1 E}; \quad T_1 = K_1 R_1 C_1.$$

Поскольку при принятых допущениях справедливо выражение $u_{3\text{ср}} = (2g_{\text{ср}} - 1)E$, то с учетом выражения для $g_{\text{ср}} = 0,5 + u_{1\text{ср}} / U_{\text{п}}$ получим

$$u_{3\text{ср}} = 2 \frac{u_{1\text{ср}}}{U_{\text{п}}} E.$$

Отсюда видно, что величина $2E / U_{\text{п}}$ представляет собой коэффициент усиления на участке контура от входа компаратора u_1 до входа LC-фильтра u_3 по средним значениям (см. рис. 2).

Умножая уравнение (13) на коэффициент $2E / U_{\text{п}}$, получаем уравнение для определения среднего значения напряжения на входе LC-фильтра:

$$T_1 \frac{du_{3\text{ср}}}{dt} + u_{3\text{ср}} = - K_{\text{ср}} u_{\text{вх.ср}},$$

где $K_{\text{ср}}$ — модуль коэффициента усиления преобразователя, рассчитанный как $K_{\text{ср}} = R_2 / R_1$, что совпадает с выражением (12).

Результаты расчета процесса пуска преобразователя при синусоидальном входном напряжении $\bar{u}_{\text{вх}} = A \sin(2\pi f_c t)$ методом припасовывания с использованием формул (8) и (9) представлены на рис. 3. При расчетах кривая входного напряжения заменяется ступенчатой кривой, которая на интервалах $(t \in [t_{\text{ср}}])$ постоянна и меняется скачком в моменты $t \in [t_{\text{ср}}]$. Там же представлена кривая $\bar{u}_{1\text{ср}}(t)$, рассчитанная по формуле, полученной решением уравнения (13). Значения параметров: $R_1 = 1$ кОм; $R_2 = 10$ кОм; $C_1 = 0,01$ мкФ; $E = 40$ В; $U_{\text{п}} = 2$ В; частота переключений $f = 250$ кГц; частота входного сигнала $f_c = 10$ кГц; относительные параметры: $a = 2,5$; $V_1 = \bar{u}_{\text{вх}} + 2$; $V_2 = 2 - \bar{u}_{\text{вх}}$; $\bar{u}_{\text{вх}} = u_{\text{вх}} / U_{\text{п}}$; $K_1 = 0,25$; $T_1 = 2,5 \cdot 10^{-6}$; $A = 0,25$. Как видно, процесс на выходе интегратора устанавливается приблизительно за два периода переключений $2T = 8$ мкс, что примерно равно трем постоянным времени непрерывной модели $3T_1 = 7,5$ мкс. Определяя среднее значение за период переключений $\bar{u}_{1\text{ср}}$ по точной кривой $\bar{u}_1(t)$, убеждаемся в том, что найденная по этой кривой огибающая средних значений практически совпадает с установившейся кривой $\bar{u}_{1\text{ср}}$, построенной по уравнению (13). Удвоенная относительная амплитуда обеих кривых составляет примерно 0,13 отн. ед., в то время как расчетное значение $2K_1 A = 2 \cdot 0,25 \cdot 0,25 = 0,125$ отн. ед. Фазовый сдвиг, вносимый интегратором, составляет $j = - \arctg 2\pi f_c T_1 = - \arctg(2\pi \cdot 250 \cdot 10^3 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6}) = - 0,156$ рад = $- 8,94^\circ$.

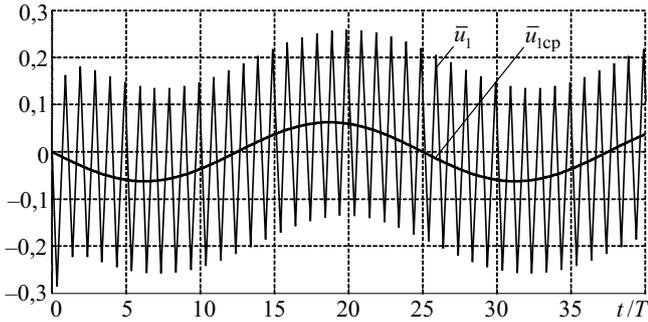


Рис. 3. Расчетные точная \bar{u}_1 и усредненная \bar{u}_{1cp} кривые процесса на выходе интегратора с нулевыми начальными условиями при синусоидальном входном напряжении; $\bar{u}_1 = u_1 / U_{\pi}$

Таким образом, инерционность простейшего импульсного преобразователя с обратной связью по напряжению на входе LC-фильтра, обусловленная интегратором, характеризуется апериодическим звеном с постоянной времени T_1 . Фильтр не охвачен обратной связью, поэтому изменение сопротивления нагрузки существенно влияет на коэффициент затухания фильтра Z_{ϕ} , а следовательно, на частоту и значение резонансного максимума частотной характеристики.

Схема с отрицательными обратными связями по выходному напряжению преобразователя и току дросселя фильтра. Эта схема (рис. 4) отличается от рассмотренной (рис. 2) тем, что отсутствует обратная связь по входному напряжению LC-фильтра, но введены отрицательные обратные связи по выходному напряжению преобразователя и по току дросселя фильтра. Кроме того, вместо интегратора используется ПИ-регулятор на операционном усилителе DA1; использован реальный драйвер DA3 типа IR2105.

Схема измерения тока дросселя содержит резистивный датчик R7 и токоизмерительный усилитель на ОУ DA4, в котором $R_9 = R_8$, $R_{11} = R_{10}$. Вы-

ходное напряжение токоизмерительного усилителя $u_{д.т} = i_L R_7 K_{изм}$, где $K_{изм} = R_{10} / R_8$. Параметры схемы измерения тока $R_7 = 0,1$ Ом, $K_{изм} = 10$ [5]. Резистор R7 необходимо включать после дросселя L_1 , поскольку при включении до дросселя на входы усилителя DA4 будет подаваться напряжение u_3 с графиком прямоугольной формы, изменяющееся от $-E$ до $+E$ и являющееся для токоизмерительного усилителя синфазной помехой.

По первому закону Кирхгофа для инвертирующего входа ОУ DA1 (рис. 4) можно записать уравнение

$$\frac{u_{вх}}{R_1} + \frac{u_{вых}}{R_2} + \frac{R_{д.т} i_L}{R_3} + C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = 0, \quad (14)$$

где $R_{д.т} = R_7 K_{изм}$.

Кроме того, справедливо уравнение выхода для регулятора тока

$$u_1 = u_{C1} - R_4 \frac{du_{вх}}{dt} + \frac{u_{вых}}{R_2} + \frac{R_{д.т} i_L}{R_3} \ddot{\varphi} \quad (15)$$

Практически во всех импульсных преобразователях выходное напряжение $u_{вых}$ изменяется значительно медленнее, чем ток дросселя i_L , а пульсации выходного напряжения малы. Поэтому, следуя методу разделения движений [10], в уравнениях (14) и (15) можно принять $u_{вых} = const$ и рассматривать процессы в токовом контуре отдельно от контура регулирования напряжения.

Уравнения (14), (15) дополняются соотношениями, описывающими изменение тока дросселя. В большинстве случаев изменение тока $i_L(t)$ на интервалах t_1 и t_2 близко к линейному:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{E - u_{вых}}{L}(t - t_0), & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L(t_1) - \frac{E + u_{вых}}{L}(t - t_1), & t_1 \leq t < t_2 \end{cases} \quad (16)$$

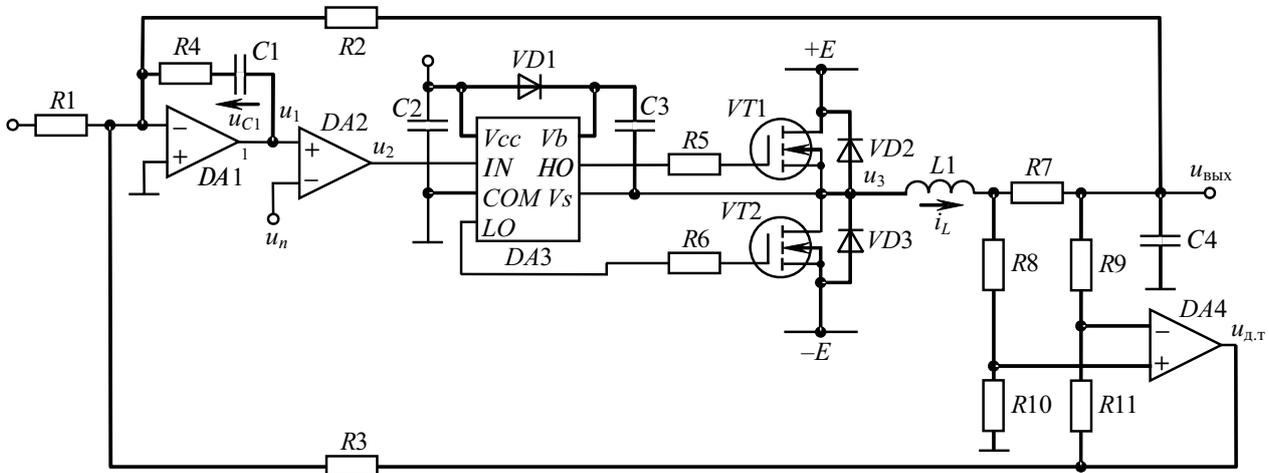


Рис. 4. Принципиальная схема импульсного преобразователя с обратными связями по выходному напряжению и току дросселя фильтра

что соответствует пренебрежению влиянием малого активного сопротивления цепи дросселя.

Тогда, предполагая $u_{\text{ВХ}} = \text{const}$, решение уравнения (14) будет иметь вид:

$$u_{C1}(t) = \begin{cases} u_{C1}(t\phi) - \frac{1}{a} \dot{e} u_{\text{ВХ}} + \frac{R_1}{R_2} u_{\text{ВЫХ}} + \frac{R_1}{R_3} R_{\text{д.т}} i_L(t\phi) \dot{u} \\ \frac{t-t\phi}{T} - \frac{R_{\text{д.т}} T^2}{2R_3 LC_1} (E - u_{\text{ВЫХ}}) \frac{\phi - t\phi}{T} \ddot{u}, \quad t\phi \leq t \leq t\phi \\ u_{C1}(t\phi) - \frac{1}{a} \dot{e} u_{\text{ВХ}} + \frac{R_1}{R_2} u_{\text{ВЫХ}} + \frac{R_1}{R_3} R_{\text{д.т}} i_L(t\phi) \dot{u} \\ \frac{t-t\phi}{T} + \frac{R_{\text{д.т}} T^2}{2R_3 LC_1} (E + u_{\text{ВЫХ}}) \frac{\phi - t\phi}{T} \ddot{u}, \quad t\phi \leq t \leq t\phi \end{cases} \quad (17)$$

Введем относительные переменные $\bar{u}_1 = u_1 / U_{\text{П}}$, $\bar{i}_L = i_L / I_{\text{б}}$, а также относительные параметры:

$$r = \frac{R_1 R_{\text{д.т}} I_{\text{б}}}{R_3 U_{\text{П}}}; \quad p_1 = T \frac{E - u_{\text{ВЫХ}}}{L I_{\text{б}}}; \quad p_2 = T \frac{E + u_{\text{ВЫХ}}}{L I_{\text{б}}};$$

$$g = \frac{u_{\text{ВХ}} + (R_1 / R_2) u_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{П}}}, \quad (18)$$

где $I_{\text{б}}$ – базовый ток.

Тогда из выражений (16) следует:

$$\bar{i}_L(t) = \begin{cases} \bar{i}_L(t\phi) + p_1 \frac{t-t\phi}{T}, \quad t\phi \leq t \leq t\phi \\ \bar{i}_L(t\phi) - p_2 \frac{t-t\phi}{T}, \quad t\phi \leq t \leq t\phi \end{cases} \quad (19)$$

а из равенства (15) с учетом выражений (16)–(19) найдем:

$$\bar{u}_1(t) = \begin{cases} \bar{u}_1(t\phi) - \frac{1}{a} [g + r \bar{i}_L(t\phi)] + \frac{R_4}{R_1} r p_1 \dot{y} \frac{t-t\phi}{T} \\ - \frac{r p_1 \phi - t\phi}{2a \dot{e} T} \ddot{u}, \quad t\phi \leq t \leq t\phi \\ \bar{u}_1(t\phi) - \frac{1}{a} [g + r \bar{i}_L(t\phi)] + \frac{R_4}{R_1} r p_2 \dot{y} \frac{t-t\phi}{T} + \\ + \frac{r p_2 \phi - t\phi}{2a \dot{e} T} \ddot{u}, \quad t\phi \leq t \leq t\phi \end{cases} \quad (20)$$

Подставляя в выражения (20) $t = t\phi$, $\bar{u}_1 = \bar{u}_1(t\phi)$ и $t = t\phi$, $\bar{u}_1 = \bar{u}_1(t\phi)$, получаем:

$$\bar{u}_1(t\phi) = \bar{u}_1(t\phi) - \frac{1}{a} [g + r \bar{i}_L(t\phi)] + \frac{R_4}{R_1} r p_1 \dot{y} \frac{t_1}{T} - \frac{r p_1 \phi - t_1}{2a \dot{e} T} \ddot{u};$$

$$\bar{u}_1(t\phi) = \bar{u}_1(t\phi) - \frac{1}{a} [g + r \bar{i}_L(t\phi)] - \frac{R_4}{R_1} r p_2 \dot{y} \frac{t_2}{T} - \frac{r p_2 \phi - t_2}{2a \dot{e} T} \ddot{u}. \quad (21)$$

Для определения длительностей интервалов t_1 и t_2 на рассматриваемом цикле $t\phi \leq t \leq t\phi$ работы схемы воспользуемся уравнениями (4), где под u_1 будем понимать выходное напряжение регулятора тока.

Подставив выражение для $u_1(t\phi)$ из (21) в первое уравнение (4), получим квадратное уравнение относительно переменной t_1 / T :

$$\frac{r p_1 \phi - t_1}{2a \dot{e} T} \ddot{u} + \dot{u} + \frac{1}{a} [g + r \bar{i}_L(t\phi)] + \frac{R_4}{R_1} r p_1 \dot{y} \frac{t_1}{T} - 1 - 2\bar{u}_1(t\phi) = 0. \quad (22)$$

Аналогично, подставляя выражение для $u_1(t\phi)$ из (21) во второе уравнение (4), получаем квадратное уравнение относительно t_2 / T :

$$\frac{r p_2 \phi - t_2}{2a \dot{e} T} \ddot{u} + \dot{u} - \frac{1}{a} [g + r \bar{i}_L(t\phi)] + \frac{R_4}{R_1} r p_2 \dot{y} \frac{t_2}{T} - 1 + 2\bar{u}_1(t\phi) = 0. \quad (23)$$

Теперь можем организовать расчет переходных процессов в токовом контуре при заданных значениях параметров $a, r, p_1, p_2, g, u_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$ и начальных условиях $t = t\phi$, $\bar{u}_1 = \bar{u}_1(t\phi)$, $\bar{i}_L = \bar{i}_L(t\phi)$. Рассчитав коэффициенты квадратного уравнения (22)

$$a_1 = \frac{r p_1}{2a}; \quad b_1 = 2 + \frac{1}{a} [g + r \bar{i}_L(t\phi)] + \frac{R_4}{R_1} r p_1;$$

$$c_1 = -1 - 2\bar{u}_1(t\phi),$$

находим положительный корень этого уравнения:

$$\frac{t_1}{T} = \frac{-b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4a_1 c_1}}{2a_1}.$$

Последующий расчет значения $\bar{u}_1(t\phi)$ проще выполнить по формуле

$$\bar{u}_1(t\phi) = 2 \frac{t_1}{T} - 1 - \bar{u}_1(t\phi),$$

вытекающей из равенства (4), чем по формуле (22).

Относительное значение тока дросселя $\bar{i}_L(t\phi)$ в конце интервала t_1 рассчитывается по формуле (19). Далее рассчитываем коэффициенты квадратного уравнения (23) и определяем его корень t_2 / T .

По формуле

$$\bar{u}_1(t\phi) = 1 - 2 \frac{t_2}{T} - \bar{u}_1(t\phi),$$

вытекающей из равенства (4), рассчитываем значение $\bar{u}_1(t\phi)$, а по формуле (19) – значение тока $\bar{i}_L(t\phi)$.

Для установившегося режима при $u_{\text{ВХ}} = \text{const}$, $u_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$, в котором $u_1(t\phi) = u_1(t\phi) = u_{1\text{УСТ}}(t\phi)$,

$i_L(t\Phi) = i_L(t\Phi) = i_{Lуст}(t\Phi)$, из системы уравнений, вытекающих из соотношений (21), (19), (4), получим соотношения:

$$t_{1уст} + t_{2уст} = T; \quad \frac{t_{1уст}}{T} = \frac{p_2}{p_1 + p_2};$$

$$\frac{t_{2уст}}{T} = 1 - \frac{t_{1уст}}{T} = \frac{p_1}{p_1 + p_2},$$

которые с учетом выражений для p_1 и p_2 принимают вид:

$$\frac{t_{1уст}}{T} = \frac{E + u_{вых}}{2E}; \quad \frac{t_{2уст}}{T} = \frac{E - u_{вых}}{2E}. \quad (24)$$

Кроме того, получим соотношения для размаха пульсаций тока дросселя $D\bar{i}_{Lуст} = \bar{i}_{Lуст}(t_1) - \bar{i}_{Lуст}(0)$ в виде

$$D\bar{i}_{Lуст} = p_1 \frac{t_{1уст}}{T} = p_2 \frac{t_{2уст}}{T} \quad (25)$$

и среднее значение тока дросселя в установившемся режиме

$$\bar{i}_{Lcp.уст} = -\frac{g}{r}. \quad (26)$$

Используя полученные математические соотношения, организуем расчет переходных процессов при переменных $u_{вх}$ и $u_{вых}$, полагая $u_{вх}$ и $u_{вых} = u_{вых.ср}$ постоянными только в пределах одного цикла процесса. Поскольку точное значение $u_{вых.ср}$ на интервале $t_1 + t_2$ в начале этого интервала неизвестно, для его определения используется метод последовательных приближений. Для расчета процессов в токовом контуре графики $u_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t)$ аппроксимируем ступенчатыми кривыми, которые постоянны на каждом интервале длительностью $t_1 + t_2$, называемом циклом, и меняются скачком на границах этого интервала, а параметры p_1, p_2 и g пересчитываются в начале каждого указанного интервала времени. Расчет проводится в следующем порядке:

1. При заданных начальных условиях $i_L(t\Phi)$ и $u_1(t\Phi)$ и значениях $u_{вх}, u_{вых}$ по вышеизложенной методике рассчитываем первое приближение процесса $i_L(t)$ и $u_1(t)$ в течение первого цикла $t_1 + t_2 = t\Phi - t\Phi$ и среднего значения тока на интервале $t_1 + t_2$ по формуле

$$i_{Lcp} = \frac{1}{2\Phi} \frac{i_L(t\Phi)t_1 + i_L(t\Phi)t_2}{t_1 + t_2} + i_L(t\Phi) \frac{\dot{u}}{\dot{u}}$$

Определяем первое приближение процесса $u_{вых}(t)$ на интервале $t_1 + t_2$ как

$$u_{вых}(t) = [u_{вых}(t\Phi) - Ri_{Lcp}]e^{-(t-t\Phi)/RC} + Ri_{Lcp}$$

и среднее значение этого процесса на рассматриваемом интервале

$$u_{вых.ср} = \frac{RC}{t_1 + t_2} [u_{вых}(t\Phi) - Ri_{Lcp}] \cdot [1 - e^{-(t\Phi - t\Phi)/RC}] + Ri_{Lcp}.$$

2. Обновляем значения параметров p_1, p_2 и g в соответствии с вычисленным значением $u_{вых.ср}$ и аналогично п. 1 вычисляем следующее приближение процессов $i_L(t), u_1(t)$ и $u_{вых}(t)$ на рассматриваемом интервале с учетом вычисленного в п. 1 значения $u_{вых.ср}$ и определяем их максимальное отклонение от первого приближения процессов.

3. Вычисления по п. 2 продолжаем до получения достаточно малого отклонения n -го приближения процессов от $(n-1)$ -го приближения.

4. После достижения заданной точности расчета процессов на первом интервале $t_1 + t_2$ переходим к расчетам на втором интервале согласно пп. 1–3, принимая за начальные значения $i_L(t\Phi), u_1(t\Phi)$ полученные в конце первого интервала значения $i_L(t\Phi), u_1(t\Phi)$ и т.д.

Графики процесса пуска импульсного преобразователя, рассчитанного по изложенной методике при $R_1 = 1$ кОм; $R_2 = 10$ кОм; $R_3 = 1$ кОм; $R_4 = 500$ Ом; $C_1 = 0,01$ мкФ; $C = 14,7$ мкФ; $L = 47$ мкГн; $R_7 = 0,1$ Ом; $R_{д.т} = 1$ Ом; $f = 250$ кГц; $E = 40$ В; $u_{вх} = 0,5$ В; $U_{п} = 2$ В; $I_6 = 1$ А, представлены на рис. 5. При этом $a = 2,5$; $r = 0,5$; $t_{пт} / T = 1,25$. Для

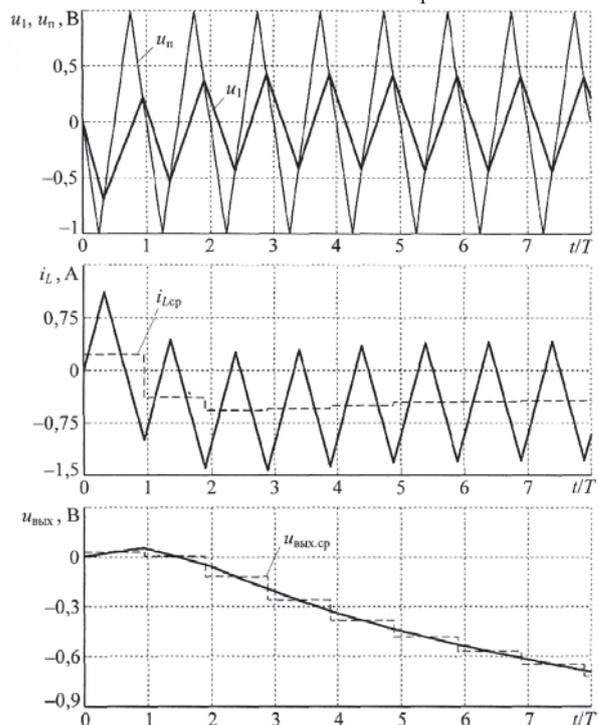


Рис. 5. Расчетные графики процессов в преобразователе

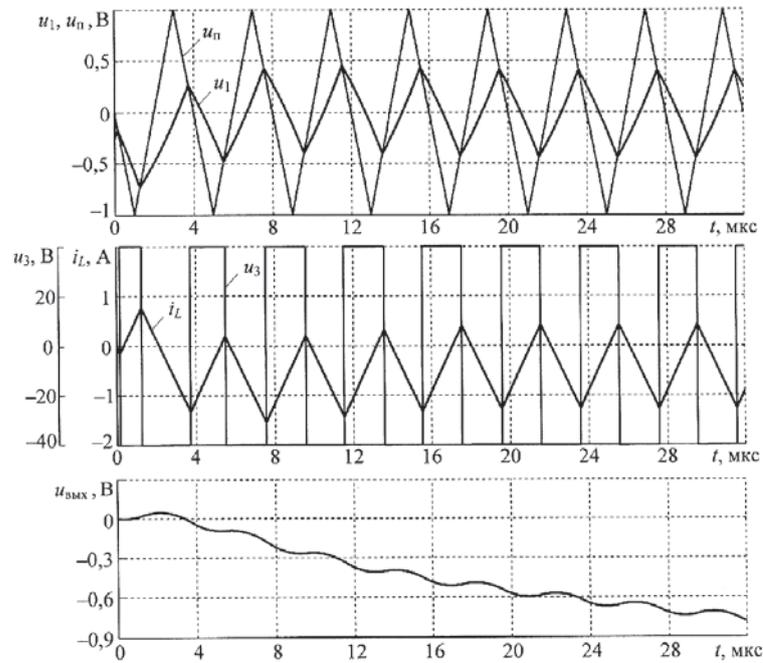
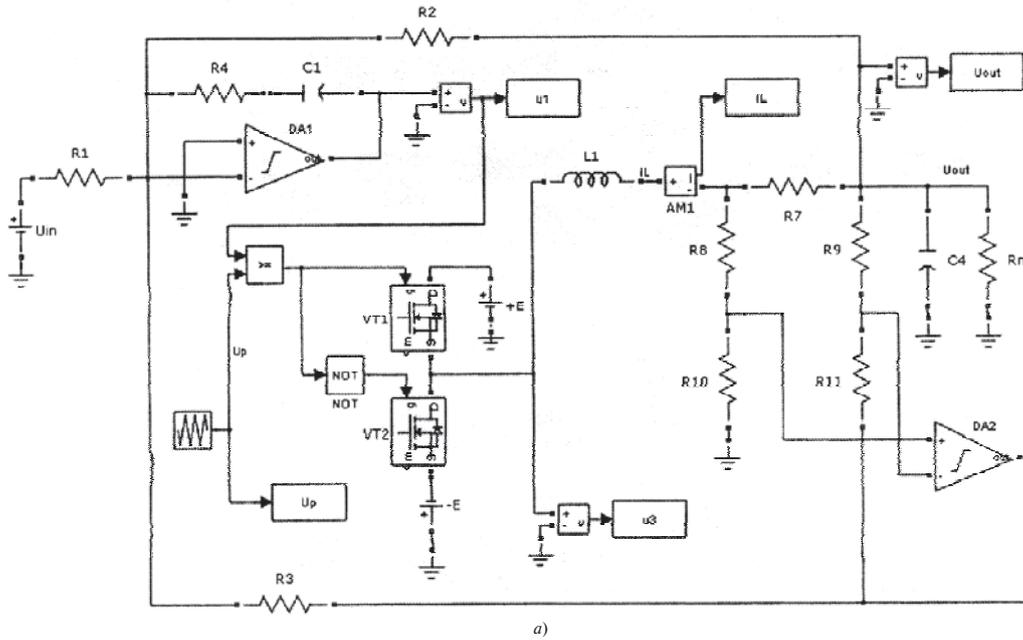


Рис. 6. Simulink-модель реверсивного импульсного преобразователя (а) и графики процессов, полученных на модели (б)

получения результата с погрешностью 10^{-6} на каждом интервале $t_1 + t_2$ требуется выполнение трех — четырех итераций.

Для проверки результатов расчетов по изложенной методике построена и исследована компьютерная модель реверсивного импульсного преобразователя в среде Matlab/Simulink (рис. 6,а), имеющая следующие особенности.

В качестве генератора пилообразного напряжения используется блок *Repeating Sequence*. В модели ШИМ-компаратор DA2 (рис. 4) заменен логическим блоком *Relational Operator*, что удобно, так как

MOSFET-транзисторы имеют логические входы управления. Из-за отсутствия модели ОУ в доступных версиях Simulink ОУ DA1 и DA4 (рис. 4) построены в виде дополнительного пользовательского блока по схеме, предложенной в [11]. Значения сигналов u_1 , $u_{п}$, u_3 , $i_{\text{ВЫХ}}$ и i_L записываются с помощью блоков *to Workspace* в соответствующие переменные оперативной памяти для более удобного построения их осциллограмм в среде Matlab. Графики процесса пуска при указанных выше значениях параметров и нулевых начальных значениях $u_{C1}(0)$, $u_{C4}(0) = u_{\text{ВЫХ}}(0)$, $i_L(0)$, полученные на

Simulink-модели, представлены на рис. 6,б. Как видно, графики процессов $u_1(t)$, $i_L(t)$ на рис. 5 и 6,б отличаются незначительно. Небольшие отличия в начале процессов связаны с тем, что на рис. 5 для удобства расчетов принято $u_1(+0) = 0$, тогда согласно рис. 4 $u_{C1}(0) \gg u_1(+0) + u_{BX}(+0)R_4/R_1 = 0,25$ В. В отличие от этого кривые на рис. 6,б получены при условии $u_1(+0) \gg u_{C1}(0) - u_{BX}(+0)R_4/R_1 = -0,25$ В. Неточность записанных выше равенств объясняется тем, что часть тока $u_{BX}(+0)/R_1$, протекающего в резисторе R_1 (см. рис. 4), ответвляется в резисторы R_2 и R_3 . Поэтому модуль отрицательного начального скачка напряжения $u_1(t)$ на рис. 6,б меньше 0,25 В.

Из рис. 5 и 6,б видно, что быстрые процессы $u_1(t)$, $i_L(t)$ практически завершаются за 5–6 периодов T , после чего продолжается сравнительно медленное изменение кривых $u_1(t)$, $i_L(t)$ по сравнению с поведением этих кривых на предыдущем цикле $t_1 + t_2$, связанное с продолжающимся медленным ростом модуля выходного напряжения $u_{ВЫХ}$, что занимает еще примерно 60 периодов T . Принципиальное отличие кривой $u_{ВЫХ}(t)$ на рис. 5 состоит в том, что при ее расчете, в отличие от кривой $u_{ВЫХ}(t)$ на рис. 6,б, не учитываются высокочастотные пульсации напряжения на выходном конденсаторе C_4 (рис. 4).

Из кривых для установившегося режима, которые на рис. 5 и 6,б не показаны, получаем примерно равные значения $i_{Lcp,уст} = -0,357$ А, $u_{ВЫХ,cr,уст} = -1,428$ В, т.е. расчетные значения совпадают с полученными на компьютерной модели.

Поскольку согласно (18) при заданных значениях параметров $g = [0,5 - (1/10) \cdot 1,428]/2 = 0,1786$, по формуле (26) получим

$$i_{Lcp,уст} = -0,1786/0,5 = 0,3572 \text{ А,}$$

что практически совпадает со значениями, полученными по кривым переходных процессов.

Из уравнения (1) найдем

$$g_{уст} = \frac{1}{2C_4} + \frac{u_{ВЫХ,cr,уст}}{E} \frac{\ddot{\varphi}}{\dot{\varphi}} = \frac{1}{2C_4} + \frac{1,428}{40} \frac{\ddot{\varphi}}{\dot{\varphi}} = 0,5179,$$

а по известным формулам для установившегося режима

$$Di_{Lcp,уст} = \frac{2E}{Lf} g(1-g),$$

$$Du_{ВЫХ,уст} = \frac{1}{8fC} Di_{уст} = \frac{Eg(1-g)}{4f^2 LC}$$

при $C = C_4 = 14,7$ мкФ найдем $Di_{Lуст} = 1,700$ А, $Du_{ВЫХ,уст} = 0,05782$ В. По кривым, полученным на Simulink-модели, найдем $g_{уст} = 0,5167$, $Di_{Lуст} = 1,7018$ А, $Du_{ВЫХ,уст} = 0,0562$ В, что незначительно отличается от расчетных значений.

На рис. 7 представлены полученные на Simulink-модели кривые выходного напряжения при гармоническом входном воздействии $u_{ВХ} = 0,5 \sin 2\pi f_{ВХ} t$, где $f_{ВХ}$ – частота входного воздействия. Видно, что без учета отмечающегося инвертирования фазы коэффициент усиления по напряжению и фазовый сдвиг выходного напряжения по отношению к входному при частоте $f_{ВХ} = 50$ Гц, 500 Гц, 5 кГц составляют соответственно 2,97, 0; 2,74, 8,1; 1,69, 54°. Время установления процесса на частоте 5 кГц составляет около 180 мкс, т.е. 45 периодов переключений, и примерно такое же, как при входном напряжении ступенчатой формы.

Линеаризованная импульсная модель преобразователя. По методике, изложенной в [4, 10, 12], можно обосновать линеаризованную импульсную модель преобразователя (рис. 8), где идеальный импульсный элемент ИИЭ2 генерирует модулируемую последовательность дельта-импульсов, запаздывающих на время t_1 по отношению к дельта-импульсам, генерируемым идеальным импульсным элементом ИИЭ1. Двусторонняя ШИМ характеризуется двумя коэффициентами усиления $K_{ШИМ1} = S_1 F_1$, $K_{ШИМ2} = S_2 F_2$, где при симметричном относительно вертикальной оси пилообразном графике напряжения $u_{П}(t)$ имеем $S_1 = S_2 = T/2U_{П}$, $U_{П}$ – размах пилообразного напряжения; выражения для факторов пульсаций:

$$F_1 = \frac{1}{1 + S_1 \left. \frac{du_1}{dt} \right|_{t \neq 0}}; F_2 = \frac{1}{1 - S_2 \left. \frac{du_1}{dt} \right|_{t \neq 0}}. \quad (27)$$

Операторные проводимость $G(p)$ и сопротивление $Z(p)$ определяются известными выражениями:

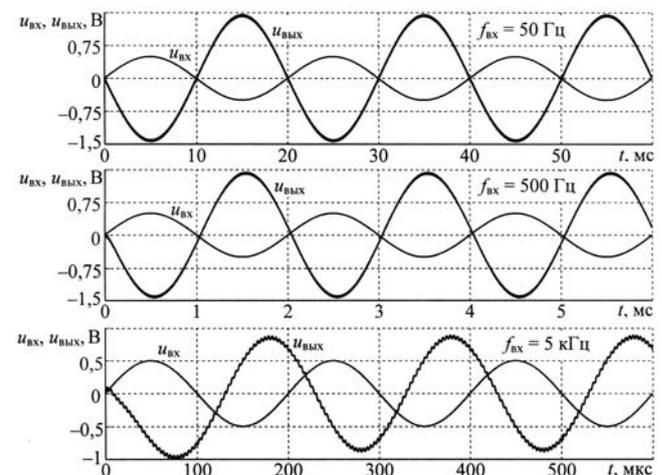


Рис. 7. Графики процессов, полученных на Simulink-модели при гармоническом входном воздействии

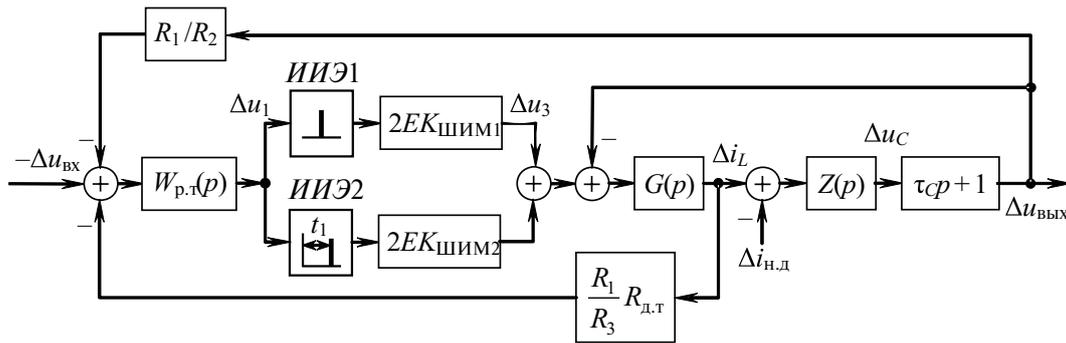


Рис. 8. Линеаризованная структурная импульсная модель преобразователя с обратными связями по выходному напряжению и току дросселя фильтра; $t_C = r_C C$

$$G(p) = \frac{1}{Lp + r}; \quad Z(p) = \frac{R}{(R + r_C)p + 1},$$

где L и r – индуктивность дросселя выходного фильтра и активное сопротивление цепи дросселя; R – сопротивление нагрузки, r_C – эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора (ЭПС); C – емкость выходного конденсатора.

Выражение для $Z(p)$ здесь отличается от известного [10, 11] тем, что в нем учтено сопротивление r_C . Поскольку на практике $r_C \ll R$, указанное отличие обычно несущественно. Однако сопротивление r_C при сильноточном выходе может вызывать значительные скачки выходного напряжения $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ при скачкообразном набросе (сбросе) тока нагрузки $\Delta i_{\text{н}}$: $\Delta u_{\text{ВЫХ}} = -r_C \Delta i_{\text{н}}$. Кроме того, большие скачки тока нагрузки и выходного напряжения вызывают распространение через паразитные связи импульсных помех, нарушающих работу схемы управления преобразователем (или другой аппаратуры).

Нагрузка преобразователя на рис. 8 предполагается состоящей из параллельно соединенных сопротивления R и источника тока $\Delta i_{\text{н.д}}(t)$.

Приведем выражения (27) к виду, удобному для вычислений. Для этого в связи с предположением о медленном изменении входного $u_{\text{ВХ}}$ и выходного $u_{\text{ВЫХ}}$ напряжений в выражениях (14), (15) примем $u_{\text{ВХ}} = \text{const}$, $u_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$, $du_{\text{ВХ}}/dt = 0$, $du_{\text{ВЫХ}}/dt = 0$. Предположим также, что ток дросселя подчиняется выражениям (16) и

$$\frac{di_L}{dt} \Big|_{t \neq 0} = -\frac{E + u_{\text{ВЫХ}}}{L}, \quad \frac{di_L}{dt} \Big|_{t \neq 0} = \frac{E - u_{\text{ВЫХ}}}{L}.$$

Тогда из уравнений (14), (15) найдем:

$$\begin{aligned} \frac{du_1}{dt} \Big|_{t \neq 0} = & -\frac{1}{R_1 C_1} \hat{e} u_{\text{ВХ}} + \frac{R_1}{R_2} u_{\text{ВЫХ}} + \frac{R_1}{R_3} R_{\text{д.т}} i_L(t \neq 0) \\ & - t_{\text{p.т}} \frac{R_1}{R_3} R_{\text{д.т}} \frac{E + u_{\text{ВЫХ}}}{L} \dot{u} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{du_1}{dt} \Big|_{t \neq 0} = & -\frac{1}{R_1 C_1} \hat{e} u_{\text{ВХ}} + \frac{R_1}{R_2} u_{\text{ВЫХ}} + \frac{R_1}{R_3} R_{\text{д.т}} i_L(t \neq 0) \\ & + t_{\text{p.т}} \frac{R_1}{R_3} R_{\text{д.т}} \frac{E - u_{\text{ВЫХ}}}{L} \dot{u} \end{aligned}$$

где $t_{\text{p.т}} = R_4 C_1$ – постоянная времени регулятора тока.

С учетом этих формул, введенных относительных величин $\bar{u}_1 = u_1 / U_{\text{П}}$, $\bar{i}_L = i_L / I_6$ и параметров (18) из соотношений (27) получим расчетные формулы для факторов пульсаций:

$$F_1 = \frac{1}{1 + \frac{K_{\text{T max}} T^2 \frac{\hat{e}}{e} \frac{1}{C_1} + \frac{u_{\text{ВЫХ}} \frac{\hat{e}}{e} \frac{1}{C_1}}{E} + \frac{u_{\text{ВЫХ}} \frac{\ddot{e}}{e}}{E} \frac{t_{\text{p.т}}}{T} \dot{u}}}; \quad (28)$$

$$F_2 = \frac{1}{1 + \frac{K_{\text{T max}} T^2 \frac{\hat{e}}{e} \frac{1}{C_1} - \frac{u_{\text{ВЫХ}} \frac{\hat{e}}{e} \frac{1}{C_1}}{E} + \frac{u_{\text{ВЫХ}} \frac{\ddot{e}}{e}}{E} \frac{t_{\text{p.т}}}{T} \dot{u}}};$$

где $K_{\text{T max}}$ – максимальное значение (при $F_1 = F_2 = 1$) усредненного коэффициента усиления разомкнутого токового контура, определяемое выражением

$$K_{\text{T max}} = 2 \frac{E}{U_{\text{П}}} \frac{R_{\text{д.т}}}{LR_3 C_1}. \quad (29)$$

Рассматриваемая модель (рис. 8) аналогична ранее исследованной модели импульсного преобразователя с двусторонней ШИМ-2 [4] и отличается тем, что здесь анализируется система с РШИМ. Кроме того, используется выражение (16) для определения тока дросселя, в котором не учтено активное сопротивление r , входящее в выражение для $G(p)$.

Токовый контур на рис. 8 состоит из двух импульсных каналов, передаточные функции непрерывных частей для которых с учетом передаточной функции ПИ-регулятора тока и допущения $r=0$, определяются равенствами

$$W_j(p) = K_j \frac{t_{p.t} p + 1}{p^2}, \quad j = 1, 2, \quad (30)$$

где коэффициенты усиления разомкнутых контуров K_j определяются как

$$K_j = \frac{2EK_{\text{шим}j}R_{д.т}}{R_3 C_1 L}, \quad j = 1, 2. \quad (31)$$

При исследовании динамики токового контура можно воспользоваться обоснованным в [4] характеристическим уравнением, которое приводим к виду

$$z^2 + A_1 z + A_2 = 0, \quad (32)$$

где

$$A_1 = -2 + (K_1 + K_2)T \frac{e^{-\frac{t_{p.t}}{T}}}{\tau} + 1 - \frac{\tau}{T} K_1 K_2 T^2 \cdot \frac{e^{-\frac{t_{p.t}}{T}}}{\tau} + \frac{\tau}{T} e_1 (1 - e_1) \frac{\tau}{T} \quad (33)$$

$$A_2 = 1 - (K_1 + K_2)T \frac{t_{p.t}}{T} + K_1 K_2 T^2 \frac{e^{-\frac{t_{p.t}}{T}}}{\tau} \frac{\tau}{T} \frac{\tau}{T}.$$

Сравнивая выражения (33) с полученными в [4], убеждаемся в их совпадении при учете различий в выражениях для коэффициентов усиления K_1 и K_2 , возникших в связи с принятием в данной статье допущения $r = 0$.

Расчет параметров токового контура. Найдем соотношения для расчета параметров, исходя из условий реализации в токовом контуре процессов конечной длительности. Известно, что при этом обеспечивается не только предельное быстродействие, но и бесконечная степень устойчивости [14]. Приравняв нулю каждое из выражений (33), получаем условия оптимальности по быстродействию:

$$(K_1 + K_2)T = \frac{1 - \bar{t}_{p.t}}{e_1 (1 - e_1)} + \frac{1}{\bar{t}_{p.t}}; \quad (34)$$

$$K_1 K_2 T^2 = \frac{1 - \bar{t}_{p.t}}{\bar{t}_{p.t} e_1 (1 - e_1)},$$

где $\bar{t}_{p.t} = t_{p.t} / T$.

Преобразуем условия (34) с учетом выражений для относительных параметров и равенств $e_1 = t_{1уст} / T$, $1 - e_1 = t_{2уст} / T$. Тогда из второго условия (34) получим формулу для определения оптимальной постоянной времени ПИ-регулятора:

$$\bar{t}_{p.t} = \frac{(2a)^2}{(2a)^2 + r^2 p_1 p_2 F_1 F_2}, \quad (35)$$

а первое из условий (34) принимает вид

$$\frac{r(p_1 + p_2)}{2a} (F_1 + F_2) = \frac{(p_1 + p_2)^2}{p_1 p_2} (1 - \bar{t}_{p.t}) + \frac{1}{\bar{t}_{p.t}}. \quad (36)$$

Для обеспечения независимости оптимального значения $\bar{t}_{p.t}$ от выходного напряжения $u_{\text{вых}}$, значений факторов пульсаций F_1 , F_2 и нестабильности других параметров, входящих в условие (35), целесообразно выполнение неравенства $(2a)^2 \gg r^2 p_1 p_2 F_1 F_2$.

Тогда условие (35) принимает вид $\bar{t}_{p.t} \gg 1$, а условие (36) –

$$\frac{R_4 R_{д.т} T}{R_3 L} \frac{E}{U_{\Pi}} (F_1 + F_2) \gg 1, \quad (37)$$

которое, однако, трудно точно выполнить из-за зависимости факторов пульсаций F_1 , F_2 от параметров схемы.

Из равенства (37) можно найти сопротивление резистора цепи обратной связи по току:

$$R_3 = \frac{R_4 R_{д.т} T E}{L U_{\Pi}} (F_1 + F_2).$$

где значение индуктивности L предварительно определяется по заданным пульсациям тока дросселя фильтра в расчетном режиме; значения $R_{д.т}$ и U_{Π} задаются.

Отметим, что при значениях параметров, принятых при расчете процесса, характеризуемого рис. 5, значение $\bar{t}_{p.t} = 1,25$, т.е. приближенно выполняется условие $\bar{t}_{p.t} = 1$. Кроме того, вычислив левую часть равенства (37)

$$\frac{0,5 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-6} \times 40}{10^3 \times 47 \times 10^{-6}} \frac{40}{2} (0,5875 + 0,7833) = 1,1666,$$

видим, что и равенство (37) приближенно выполняется. Тогда становится понятной причина достаточно быстрого установления процесса в этом режиме.

Выводы. 1. Обоснованы математические соотношения, позволяющие упростить расчет методом приспособывания процессов в импульсных преобразователях.

2. Для схемы с обратной связью по входному напряжению выходного LC-фильтра получена в явном виде дискретная модель, представляющая собой соотношение, связывающее значение напряжения на выходе интегратора в конце очередного цикла переходного процесса со значением в начале этого цикла, что не потребовало линеаризации системы, но позволило убедиться в устойчивости этой схемы при любых реальных значениях параметров.

3. Для схемы с отрицательными обратными связями по выходному напряжению и току дросселя выходного фильтра обоснована методика расчета переходных процессов на основе метода разделения движений с использованием точных аналитических соотношений при расчете выходного напряжения регулятора тока и тока силового дросселя и методов усреднения и последовательных приближений при расчете выходного напряжения преобразователя.

4. Получены соотношения для расчета параметров токового контура из условий реализации процессов конечной длительности в токовом контуре с ПИ-регулятором; одно из этих условий, как и в схеме с односторонней ШИМ2, сводится к требованию равенства постоянной времени ПИ-регулятора и периода переключений; токовый контур становится неустойчивым, если вместо ПИ-регулятора используется простой интегратор. Расчет процессов показал существенное ускорение протекания процессов в токовом контуре, даже при выборе параметров близкими к оптимальным по быстродействию.

5. Компьютерное моделирование в среде Matlab/Simulink подтвердило достаточно высокую точность расчета процессов по предложенной методике.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кибакин В.М.** Основы теории и расчета транзисторных усилителей мощности. — М.: Радио и связь, 1988.
2. **Глазенов Т.А.** Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973.
3. **Волович Г.И.** Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. — М: Додэка-XXI, 2011.
4. **Белов Г.А., Лукьян Д.С.** Устойчивость импульсного преобразователя с двусторонней ШИМ-2. — Электротехника, 2008, № 6.
5. **Adduci P., Botti E., Dallago E.** PWM Power Audio Amplifier with Voltage/Current Mixed Feedback for High-Efficiency Speakers. — IEEE Trans. on Industrial Electronics, April 2007, vol. 54, № 2.
6. **Патент США US 4504793.** Pulse-width modulation circuit / Issued on March 12, 1985; Estimated Expiration Date: January 4, 2003.
7. **Design Considerations for Class-D Audio Power Amplifiers.** Application Report: www.ti.com
8. **Белов Г.А., Гаранин С.Г.** Моделирование и анализ переходных процессов в усилителе мощности класса D с внешней синхронизацией. — Материалы IX Всероссийской научно-технич. конф. «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем» (ДНДС-2011). — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2011.
9. **Бутенин Н.В., Неймарк Ю.И., Фуфаев Н.А.** Введение в теорию нелинейных колебаний: Учебное пос. для втузов. — М.: Наука, 1987.
10. **Белов Г.А.** Динамика импульсных преобразователей. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2001.
11. **Черных И.В.** Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. — М.: ДМК Пресс; СПб: Питер, 2008.
12. **Иванов А.Г., Белов Г.А., Сергеев А.Г.** Системы управления полупроводниковыми преобразователями. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2010.
13. **Бесекерский В.А.** Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, 1976.
14. **Цыпкин Я.З.** Основы теории автоматических систем. — М: Наука, 1977.

[25.10.12]

Авторы: Белов Геннадий Александрович окончил факультет электронной техники Московского энергетического института (МЭИ) в 1961 г. Докторскую диссертацию «Развитие теории и разработка импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения» защитил в МЭИ в 1991 г. Заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета (ЧувГУ).

Серебрянников Александр Владимирович окончил факультет радиотехники и электроники ЧувГУ в 2005 г. Кандидатскую диссертацию «Анализ и расчет корректоров коэффициента мощности на базе современных микросхем управления» защитил в ЧувГУ в 2010 г. Научный сотрудник научно-исследовательской части ЧувГУ.

Гаранин Сергей Геннадьевич окончил магистратуру ЧувГУ по направлению «Электроника и нанoeлектроника» в 2011 г. Инженер ООО «НПП «Бреслер» (Чебоксары).

* * *

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ и ЧИТАТЕЛЕЙ!

Каждый автор имеет право бесплатно получить 1 экз. журнала с его статьей.

Экземпляры номеров журнала «Электричество» за последние годы можно приобрести в редакции журнала:

111250 Москва, Красноказарменная ул., 14

(МЭИ, каф. ТОЭ, первый этаж, ком. 3-111, тел./факс 362-7485).