

Импульсные преобразователи

напряжения переменного тока

В статье приведены результаты анализа установившегося режима импульсных преобразователей постоянного тока при синусоидальном входном напряжении, определены величина выходного напряжения и амплитуды высокочастотных гармоник, а также рассмотрены особенности применения импульсных преобразователей в стабилизаторах переменного напряжения.

**Анатолий Коршунов,
д. т. н.**

Изменение величины напряжения переменного тока требуется в электромеханических системах автоматики, в электропитании и во многих других областях. Для этого традиционно применяют магнитные усилители, многообмоточные трансформаторы с тиристорной коммутацией обмоток, различные тиристорные схемы, изменяющие величину напряжения за счет искажения формы синусоиды [1]. Указанные устройства отличаются неудовлетворительными массогабаритными показателями или не обеспечивают требуемые пределы и плавность регулирования, синусоидальную форму напряжения. Устройство, использующее автотрансформатор, управляемый двигателем, обладает плавностью регулирования напряжения и не искажает его форму, но громоздко, дорого и имеет низкое быстродействие.

Прогресс в силовой полупроводниковой технике привел к широкому распространению систем регулирования переменного напряжения по схеме «выпрямитель — широтно регулируемый инвертор». Возможность плавного регулирования амплитуды и частоты напряжения вызвала бурное развитие высококачественных регулируемых приводов переменного тока. Если же необходимо регулировать только величину переменного напряжения, эта схема становится экономически невы-

Введение

годной. При питании от однофазной сети габариты указанной схемы существенно увеличивает фильтр выпрямленного напряжения. Другим существенным недостатком схемы «выпрямитель — широтно регулируемый инвертор» оказывается невозможность рекуперации энергии в сеть переменного тока в силу односторонней проводимости выпрямителя.

Известны импульсные преобразователи постоянного напряжения [2], принцип действия которых поясняют рис. 1–3. Ключ К переключается с высокой частотой f из положения 1 в положение 2. Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением относительной длительности пребывания ключа К в положении 1:

$$\gamma = \tau/T = \tau f, T=1/f, 0 < \gamma < 1, \quad (1)$$

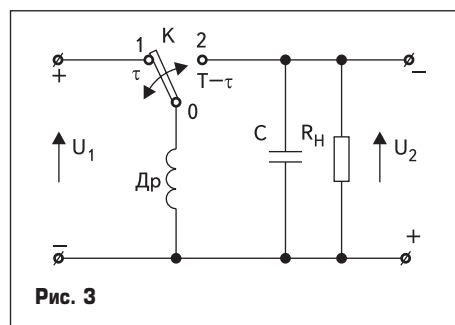
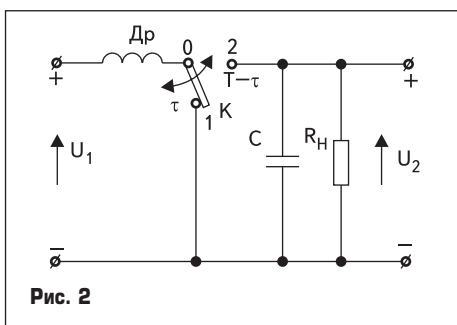
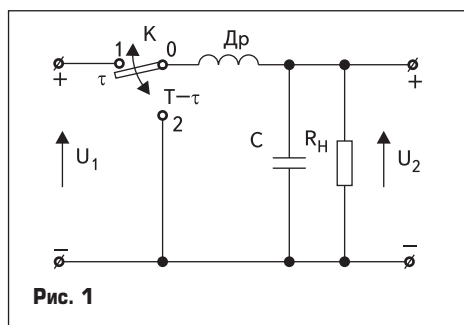
где τ — время нахождения ключа в положении 1 в течение периода переключений T .

При известных допущениях средние значения выходных напряжений определяются соответственно выражениями [2]:

$$U_2 = \gamma U_1, \quad (2)$$

$$U_2 = U_1/(1-\gamma), \quad (3)$$

$$U_2 = -U_1\gamma/(1-\gamma). \quad (4)$$



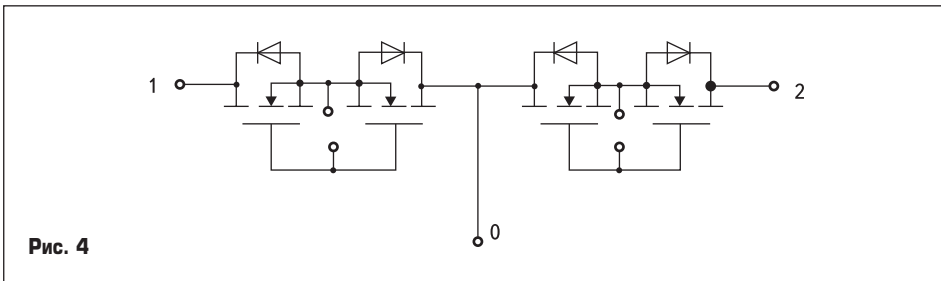


Рис. 4

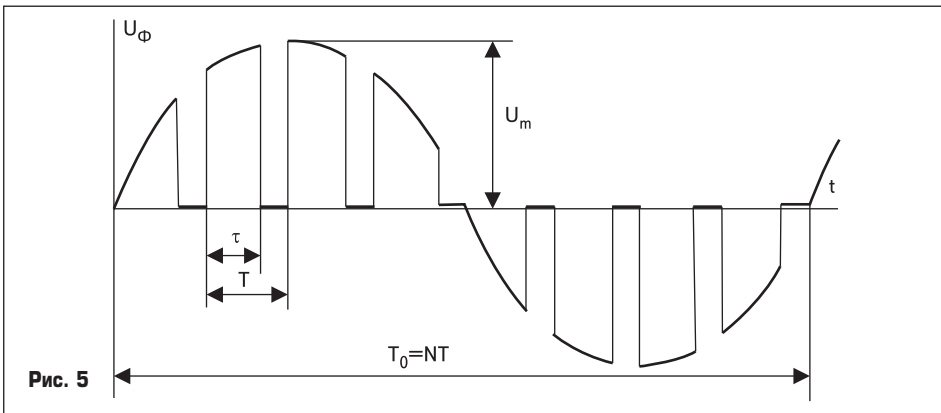


Рис. 5

Современные силовые полевые транзисторы (MOSFET) и транзисторы типа IGBT допускают частоту переключений f_v десятки и сотни килогерц при напряжениях в сотни вольт и токах в десятки и сотни ампер. Вследствие высокой частоты коммутации и малых потерь в транзисторных ключах массогабаритные и энергетические показатели преобразователей постоянного тока весьма высоки.

Очевидно, что при достаточно высокой частоте коммутации эти устройства могут преобразовывать и переменное напряжение, например, промышленной частоты. Разумеется, ключи К при этом должны проводить ток в обе стороны. Пример такого ключа на силовых полевых транзисторах представлен на рис. 4.

Принцип работы импульсного преобразователя напряжения переменного тока проще пояснить на примере схемы рис. 1. Напряжение на выходе ключа К (точка «0») относительно общей точки схемы представляет собой последовательность импульсов с регулируемым параметром $\gamma = \tau/T$, амплитуды которых модулированы синусоидой входного напряжения (рис. 5). Основная гармоника последовательности импульсов согласно (2) имеет амплитуду $U_{2m} = \gamma U_{1m}$. Вышние же гармоники легко отфильтровываются фильтром из дросселя Др и конденсатора С, поскольку их частоты на два и более порядков выше частоты основной гармоники.

Очевидно, что возможности современных транзисторов MOSFET и IGBT позволяют создавать импульсные преобразователи напряжения переменного тока промышленной частоты, имеющие широкую область применения в регуляторах и стабилизаторах переменного напряжения.

Первые попытки создания импульсных регуляторов и стабилизаторов напряжения переменного тока предпринимались еще в 60-х и 70-х годах прошлого века [3, 4]. Однако недостаточное быстродействие полупроводниковых приборов не позволяло достичь высоких показателей. Другим препятствием было

почти полное отсутствие теоретического исследования подобных устройств. Если первое препятствие к настоящему времени практически снято, то второе во многом остается в силе.

Поэтому актуальна задача данной работы — познакомить читателей с результатами теоретического исследования установившихся режимов при синусоидальном входном напряжении в устройствах (рис. 1–3), называемых в дальнейшем импульсными преобразователями напряжения переменного тока, и принципами их использования в регуляторах и стабилизаторах переменного напряжения.

1. Основные результаты анализа установившегося режима импульсных преобразователей напряжения переменного тока

В общем случае в n -м периоде переключений импульсный преобразователь описывается двумя различными векторно-матричными уравнениями:

$$d\mathbf{X}(\zeta)/d\zeta = A_1\mathbf{X}(\zeta) + \mathbf{h}_1 U_m \sin(\Omega n T + \zeta), \quad 0 < \zeta < \tau, \quad (5)$$

$$d\mathbf{X}(\eta)/d\eta = A_2\mathbf{X}(\eta) + \mathbf{h}_2 U_m \sin(\Omega n T + \tau + \eta), \quad 0 < \eta < T - \tau, \quad (6)$$

где $\mathbf{X}^T = [x_1, x_2, \dots, x_m]$ — вектор фазовых координат, в качестве которых выбраны токи в индуктивностях и напряжения на конденсаторах, непрерывные в моменты коммутации ключа К, полагаемого идеальным, A_1 и A_2 — $m \times m$ — квадратные матрицы, элементами которых являются параметры анализируемых цепей, полагаемые постоянными, U_m и Ω — амплитуда и частота преобразуемого гармонического напряжения, $T_0 = 2\pi/\Omega$ — период, $\mathbf{h}_1^T = \mathbf{k}_1 \mathbf{c}^T$, $\mathbf{h}_2^T = \mathbf{k}_2 \mathbf{c}^T$, $\mathbf{c}^T = [1, 0, \dots, 0]$ — мерные векторы, τ — знак транспонирования, \mathbf{k}_1 и \mathbf{k}_2 — постоянные, $T = T_0/N$ — период коммутации ключа К, $N \in \mathbb{N}$ — целое число.

Для удобства анализа введем в рассмотрение комплексный вектор $\mathbf{X}^* = \text{Re}\mathbf{X}^* + j\text{Im}\mathbf{X}^*$, мнимая часть которого удовлетворяет уравнениям (5) и (6), то есть $\text{Im}\mathbf{X}^* = \mathbf{X}$, а вещественная часть удовлетворяет тем же уравнениям, в правой части которых синусоидальное напряжение заменено косинусоидальным напряжением той же фазы, амплитуды и частоты. Очевидно, для комплексного вектора \mathbf{X}^* можно записать следующие уравнения, являющиеся исходными для анализа установившегося режима.

$$d\mathbf{X}^*(\zeta)/d\zeta = A_1\mathbf{X}^*(\zeta) + k_1 c U_m e^{j(\Omega n T + \zeta)}, \quad 0 < \zeta < \tau, \quad (7)$$

$$d\mathbf{X}^*(\eta)/d\eta = A_2\mathbf{X}^*(\eta) + k_2 c U_m e^{j(\Omega n T + \tau + \eta)}, \quad 0 < \eta < T - \tau. \quad (8)$$

В результате анализа установившегося режима импульсных преобразователей напряжения переменного тока математическими методами установлено, что при исчезающе малом периоде коммутации ключа К комплексный вектор фазовых координат \mathbf{X}^* изменяется по закону:

$$\mathbf{X}^*(t) = \mathbf{X}^*(j\Omega, \gamma) U_m e^{j\Omega t}, \quad (9)$$

где

$$\mathbf{X}^*(j\Omega, \gamma) = [j\Omega E - \gamma A_1 - (1 - \gamma) A_2]^{-1} [\gamma k_1 + (1 - \gamma) k_2] c, \quad (10)$$

где E — единичная матрица, « -1 » означает обратную матрицу.

Заметим, что согласно принятой в теоретической электротехнике терминологии вектор $\mathbf{X}^*(j\Omega, \gamma) U_m$ можно назвать вектором комплексных амплитуд фазовых координат импульсного преобразователя. Можно показать, что отклонения от предельных законов изменения фазовых координат имеют относительно T порядок малости не ниже первого. Это позволяет при достаточно сильном неравенстве

$$T = T_0/N \ll T_0, \quad (NL1) \quad (11)$$

анализ свойств импульсных преобразователей проводить по их непрерывным моделям, описываемым в общем виде выражениями (9), (10).

2. Непрерывные модели основных схем преобразователей

А. Рассмотрим вначале повышающий преобразователь (рис. 2), представленный расчетной схемой на рис. 6. Для положений переключателя 1 и 2 повышающий преобразователь описывается следующими двумя системами дифференциальных уравнений соответственно:

$$\begin{cases} L di_L/d\zeta + r_i i_L = u_1 \\ C du_2/d\zeta + i_h = 0, \quad 0 < \zeta = t - nT < \tau \\ L_h di_h/d\zeta + R_h i_h - u_2 = 0, \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} L di_L/d\eta + r_i i_L + u_2 = u_1 \\ C du_2/d\eta - i_L + i_h = 0, \quad 0 < \eta = t - nT - \tau < T - \tau \\ L_h di_h/d\eta + R_h i_h - u_2 = 0, \end{cases} \quad (13)$$

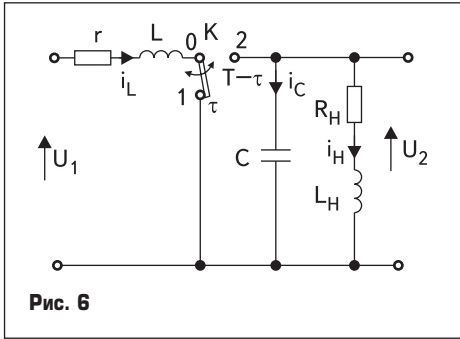


Рис. 6

где $u_1 = U_m \sin(\Omega t)$ — преобразуемое напряжение, u_2 — выходное напряжение, R_H, L_H — активное сопротивление и индуктивность нагрузки, C — емкость конденсатора фильтра, L и r — индуктивность и активное сопротивление дросселя Др, в которые можно включить активную и индуктивную составляющие выходного сопротивления источника преобразуемого напряжения u_1 , T — период коммутации.

Обозначив фазовые координаты преобразователя

$$x_1 = i_L, x_2 = u_2, x_3 = i_H, \quad (14)$$

можно системы уравнений (12) и (13) представить соответственно в виде двух векторно-матричных уравнений (5) и (6), где

$$\mathbf{X}^T = [x_1, x_2, x_3], \quad k_1 = k_2 = 1/L, \quad \mathbf{c}^T = [1, 0, 0],$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -r/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -r/L & -1/L & 0 \\ 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix}, \quad (15)$$

Подстановка выражений (15) в (10) позволяет из (9) получить для установившегося режима:

$$x_1^* = [(z_H + z_c) U_m e^{j\Omega t}] / [z_{np}(z_H + z_c) + (1-\gamma)^2 z_H z_c],$$

$$x_2^* = [(1-\gamma) z_H z_c U_m e^{j\Omega t}] / [z_{np}(z_H + z_c) + (1-\gamma)^2 z_H z_c],$$

$$x_3^* = x_2^* / z_H, \quad (16)$$

где $z_H = R_H + j\Omega L_H$, $z_{np} = r + j\Omega L$, $z_c = (j\Omega C)^{-1}$.

Б. Рассмотрим инвертирующий преобразователь (рис. 3), полагая источник входного напряжения идеальным. Согласно расчетной схеме, представленной на рис. 7, при первом и втором положениях ключа преобразователь описывается двумя системами дифференциальных уравнений, аналогичными системам уравнений повышающего преобразователя (12), (13):

$$\begin{cases} L di_L/d\zeta + r i_L = u_1 \\ C du_2/d\zeta + i_H = 0, & 0 < \zeta = t - nT < \tau \\ L_H di_H/d\zeta + R_H i_H - u_2 = 0, \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} L di_L/d\eta + r i_L - u_2 = 0 \\ C du_2/d\eta + i_L + i_H = 0, & 0 < \eta = t - nT - \tau < T - \tau \\ L_H di_H/d\eta + R_H i_H - u_2 = 0. \end{cases} \quad (18)$$

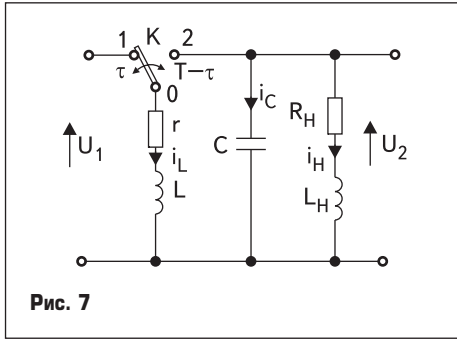


Рис. 7

Используя те же обозначения фазовых координат (14), получаем матрицы, векторы и коэффициенты уравнений (5) и (6):

$$A_1 = \begin{bmatrix} -r/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -r/L & 1/L & 0 \\ -1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$k_1 = 1/L, k_2 = 0, \quad \mathbf{c}^T = [1, 0, 0]. \quad (19)$$

Подстановка выражений (19) в (10), согласно (9), дает для установившегося режима:

$$x_1^* = [\gamma(z_H + z_c) U_m e^{j\Omega t}] / [z_{np}(z_H + z_c) + (1-\gamma)^2 z_H z_c],$$

$$x_2^* = -[\gamma(1-\gamma) z_H z_c U_m e^{j\Omega t}] / [z_{np}(z_H + z_c) + (1-\gamma)^2 z_H z_c],$$

$$x_3^* = x_2^* / z_H, \quad (20)$$

при тех же обозначениях, что и в формулах (16).

В. Понижающий преобразователь, представленный на рис. 3, рассмотрим, также полагая источник входного напряжения идеальным. Согласно расчетной схеме, представленной на рис. 8, ниже записаны системы дифференциальных уравнений преобразователя для положения переключателя 1 и 2 соответственно:

$$\begin{cases} L di_L/d\zeta + r i_L + u_2 = u_1 \\ C du_2/d\zeta - i_L + i_H = 0, & 0 < \zeta = t - nT < \tau \\ L_H di_H/d\zeta + R_H i_H - u_2 = 0, \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} L di_L/d\eta + r i_L + u_2 = 0 \\ C du_2/d\eta - i_L + i_H = 0, & 0 < \eta = t - nT - \tau < T - \tau \\ L_H di_H/d\eta + R_H i_H - u_2 = 0. \end{cases} \quad (22)$$

Матрицы, векторы и коэффициенты систем (5) и (6) при тех же, что и выше, обозначениях фазовых координат (14) имеют вид:

$$A_1 = A_2 = A = \begin{bmatrix} -r/L & -1/L & 0 \\ 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$k_1 = 1/L, k_2 = 0, \quad \mathbf{c}^T = [1, 0, 0]. \quad (23)$$

Согласно (9) при подстановке (23) в (10) получаем для установившегося режима:

$$x_1^* = [\gamma(z_H + z_c) U_m e^{j\Omega t}] / [z_{np}(z_H + z_c) + z_H z_c],$$

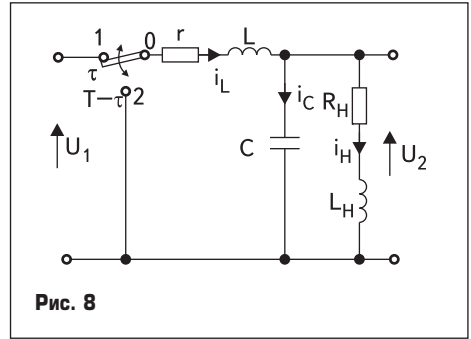


Рис. 8

$$x_2^* = [\gamma z_H z_c U_m e^{j\Omega t}] / [z_{np}(z_H + z_c) + z_H z_c],$$

$$x_3^* = x_2^* / z_H. \quad (24)$$

Для практических приложений большое значение имеет выходное сопротивление реального источника входного напряжения, имеющего, как правило, активно-индуктивный характер. Для защиты транзисторного ключа от перенапряжений, вызванных ЭДС самоиндукции внутреннего сопротивления источника входного напряжения, включают конденсатор на входные зажимы инвертирующей и понижающей схем. В повышающей же схеме ток источника входного напряжения не прерывается, и защиту ключа от перенапряжений в моменты коммутации обеспечивают снабберные цепи, которые при анализе установившегося режима не учитываются. В двух же других схемах емкость на входе преобразователя имеет существенную величину и должна быть во многих случаях учтена, поскольку влияет на входное напряжение преобразователя.

Г. Расчетная схема инвертирующего преобразователя, учитывающая выходное сопротивление источника входного напряжения и конденсатор на входе, представлена на рис. 9. Схему преобразователя описывают следующие две системы дифференциальных уравнений для двух положений ключа 1 и 2:

$$\begin{cases} L_u di_1/d\zeta + r_u i_1 + u_1 = e_1 \\ C_1 du_1/d\zeta - i_1 + i_L = 0 \\ L di_L/d\zeta + r i_L - u_1 = 0, & 0 < \zeta = t - nT < \tau \\ C du_2/d\zeta + i_H = 0 \\ L_H di_H/d\zeta + R_H i_H - u_2 = 0, \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} L_u di_1/d\eta + r_u i_1 + u_1 = e_1 \\ C_1 du_1/d\eta - i_1 = 0 \\ L di_L/d\eta + r i_L - u_2 = 0, & 0 < \eta = t - nT - \tau < T - \tau \\ C du_2/d\eta + i_L + i_H = 0 \\ L_H di_H/d\eta + R_H i_H - u_2 = 0, \end{cases} \quad (26)$$

Обозначив фазовые координаты

$$x_1 = i_1, x_2 = u_1, x_3 = i_L, x_4 = u_2, x_5 = i_H, \quad (27)$$

получаем матрицы, векторы и коэффициенты систем уравнений (5), (6):

$$A_1 = \begin{bmatrix} -r/L_u & -1/L_u & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & -r/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$k_1 = k_2 = 1/L_u,$$

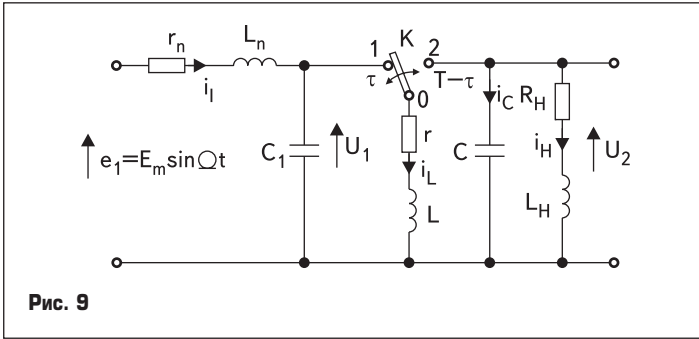


Рис. 9

$$A_2 = \begin{bmatrix} -r/L_u & -1/L_u & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r/L & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & -1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$c^T = [1, 0, 0, 0, 0]. \quad (29)$$

Подставив (29) в (10), согласно (9) находим для установившегося режима:

$$\begin{aligned} x^*_1 &= [(z_{dp} + \gamma^2 z_c)(z_H + z_c) + (1 - \gamma)^2 z_H z_c] E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_2 &= z_c [z_{dp}(z_H + z_c) + (1 - \gamma)^2 z_H z_c] E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_3 &= \gamma z_c (z_H + z_c) E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_4 &= -\gamma(1 - \gamma) z_c z_H z_c E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_5 &= x^*_4 / z_H, \end{aligned} \quad (30)$$

где

$$z_H = R_H + j\Omega L_H, \quad z_{dp} = r + j\Omega L, \quad z_u = r_u + j\Omega L_u, \\ z_c = (j\Omega C)^{-1}, \quad z_{c1} = (j\Omega C_1)^{-1},$$

$$Q = (z_u + z_c) [z_{dp}(z_H + z_c) + (1 - \gamma)^2 z_H z_c] + \gamma^2 z_u z_c (z_H + z_c).$$

Д. Расчетная схема понижающего преобразователя, учитывающая выходное сопротивление источника входного напряжения и конденсатор на входе, представлена расчетной схемой на рис. 10. Соответствующие системы дифференциальных уравнений схемы для положений ключа 1 и 2 приведены ниже:

$$\begin{cases} L_u di_1/d\zeta + r_u i_1 + u_1 = e_1 \\ C_1 du_1/d\zeta - i_1 + i_L = 0 \\ L di_L/d\zeta + r_L i_L - u_1 + u_2 = 0, \quad 0 < \zeta = t - nT < \tau \\ C du_2/d\zeta - i_L + i_H = 0 \\ L_H di_H/d\zeta + R_H i_H - u_2 = 0, \end{cases} \quad (31)$$

$$\begin{cases} L_u di_1/d\eta + r_u i_1 + u_1 = e_1 \\ C_1 du_1/d\eta - i_1 = 0 \\ L di_L/d\eta + r_L i_L + u_2 = 0, \quad 0 < \eta = t - nT - \eta < T - \tau \\ C du_2/d\eta - i_L + i_H = 0 \\ L_H di_H/d\eta + R_H i_H - u_2 = 0. \end{cases} \quad (32)$$

При тех же обозначениях, что и в (27), получаем из (31), (32):

$$A_1 = \begin{bmatrix} -r/L_u & -1/L_u & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & -r/L & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$k_1 = k_2 = 1/L_u$$

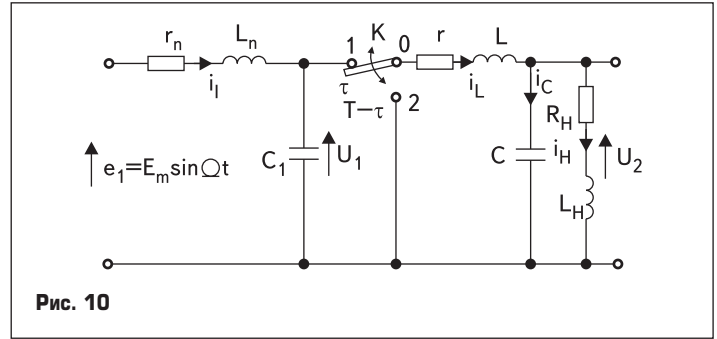


Рис. 10

$$A_2 = \begin{bmatrix} -r/L_u & -1/L_u & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r/L & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_H & -R_H/L_H \end{bmatrix},$$

$$c^T = [1, 0, 0, 0, 0]. \quad (33)$$

Подстановка (33) в (10) согласно (9) дает для установившегося режима:

$$\begin{aligned} x^*_1 &= [z_{dp}(z_H + z_c) + z_H z_c + \gamma^2 z_c (z_H + z_c)] E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_2 &= z_c z_{dp} (z_H + z_c) E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_3 &= \gamma z_c (z_H + z_c) E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_4 &= \gamma z_c z_H z_c E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x^*_5 &= x^*_4 / z_H, \end{aligned} \quad (34)$$

где

$$z_H = R_H + j\Omega L_H, \quad z_{dp} = r + j\Omega L, \quad z_u = r_u + j\Omega L_u, \\ z_c = (j\Omega C)^{-1}, \quad z_{c1} = (j\Omega C_1)^{-1},$$

$$Q = (z_u + z_c) [z_{dp}(z_H + z_c) + z_H z_c] + \gamma^2 z_u z_c (z_H + z_c).$$

3. Анализ свойств основных схем преобразователей

Запишем согласно x^*_2 формул (16), (20) и (24) выражения для комплексной амплитуды выходного напряжения в виде

$$U_{2m} = \begin{cases} z_{nc} [z_{dp}/(1-\gamma)^2 + z_{nc}]^{-1} (1-\gamma)^{-1} U_m, & \text{рис. 2} \\ -z_{nc} [z_{dp}/(1-\gamma)^2 + z_{nc}]^{-1} \gamma (1-\gamma)^{-1} U_m, & \text{рис. 3} \\ z_{nc} [z_{dp} + z_{nc}]^{-1} U_m, & \text{рис. 1} \end{cases} \quad (35)$$

где $z_{nc} = z_H z_c (z_H + z_c)^{-1}$ — комплексное сопротивление нагрузки и параллельно включенного конденсатора фильтра С.

Согласно (35) непрерывную модель преобразователя можно рассматривать как источник регулируемого напряжения переменного тока, ЭДС E_m и выходное сопротивление $z_{вых}$ которого определяются выражениями:

$$E_m = \begin{cases} (1-\gamma)^{-1} U_m, & \begin{cases} z_{dp}/(1-\gamma)^2, & \text{рис. 2} \\ z_{вых} = z_{dp}/(1-\gamma)^2, & \text{рис. 3} \\ z_{dp}, & \text{рис. 1} \end{cases} \\ \gamma U_m, & \end{cases} \quad (36)$$

$$U_{2m} = \begin{cases} [|(1-\gamma)^2 + z_{dp}/z_{nc}|]^{-1} (1-\gamma) U_m = x [(x^2 + \alpha)^2 + \beta^2]^{-1/2} U_m, & \text{рис. 2} \\ [|(1-\gamma)^2 + z_{dp}/z_{nc}|]^{-1} \gamma (1-\gamma) U_m = x(1-x) [(x^2 + \alpha)^2 + \beta^2]^{-1/2} U_m, & \text{рис. 3} \end{cases}$$

Очевидно, что выражения для ЭДС повторяют формулы выходного напряжения соответствующих импульсных преобразователей напряжения постоянного тока (2, 3, 4). Выходное сопротивление повышающего и инвертирующего преобразователей оказывается переменным, увеличивающимся вместе с ростом ЭДС, причем значительно быстрее последней. Это обстоятельство — следствие различия структуры преобразователей в первой и второй части периода коммутации. У понижающего же преобразователя структура не изменяется, и поэтому выходное сопротивление его постоянно. Во всех схемах $z_{вых}$ имеет активно-индуктивный характер со значительно преобладающей индуктивной составляющей, что характерно для дросселей.

Нетрудно показать, используя исходные формулы (16, 20, 24), что несмотря на стремление ЭДС повышающего и инвертирующего преобразователей к бесконечности при γ , стремящейся к 1, выходное напряжение их при этом стремится к нулю, что объясняется более быстрым стремлением к бесконечности выходного сопротивления. Физическая же причина этого заключена в ограничении тока дросселя:

$$i_L < U_m / (r^2 + \Omega^2 L^2),$$

тогда как при стремлении γ к 1 ток дросселя должен неограниченно расти, чтобы за исчезающе малое время $(1-\gamma)T$ компенсировать разряд конденсатора С током нагрузки i_H за время γT .

Сказанное означает, что для повышающего и инвертирующего преобразователей существует критическое значение $\gamma - \gamma_{кр}$, при котором выходное напряжение (его амплитуда или действующее значение) при фиксированных значениях z_{dp} , z_H , z_c достигает максимальной величины. Для определения $\gamma_{кр}$ необходимо исследовать на экстремум по γ выражения амплитуды выходного напряжения (формула внизу страницы), где $x = 1 - \gamma$, $\alpha = \text{Re}\{z_{dp}/z_{nc}\}$, $\beta = \text{Im}\{z_{dp}/z_{nc}\}$.

Исследование на экстремум первого выражения дает $\gamma_{кр}$ для повышающего преобразователя

$$\gamma_{кр} = 1 - (\alpha^2 + \beta^2)^{1/4} = 1 - (|z_{dp}/z_{nc}|)^{1/2}. \quad (37)$$

Этому значению γ соответствует максимальная амплитуда выходного напряжения

$$(U_{2m})_{\max} = U_m / [2(\alpha + (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2})^{1/2}]. \quad (38)$$

Для инвертирующего же преобразователя

$$\gamma_{кр} = 1 - x_{кр}, \quad (39)$$

где $x_{кр}$ — положительный корень уравнения

$$x^4 + 2\alpha x^3 + 2(\alpha^2 + \beta^2)x - (\alpha^2 + \beta^2) = 0. \quad (40)$$

Несложно показать, что в силу условия $\alpha < 0$ уравнение (40) имеет единственный положительный корень $0 < x_{кр} < 0,5$ и, следовательно, для инвертирующего преобразователя

$$0,5 < \gamma_{кр} < 1.$$

При построении регуляторов и стабилизаторов переменного напряжения на основе повышающего или инвертирующего преобразователя необходимо ограничивать величину γ сверху неравенством

$$\gamma < \gamma_{кр}, \quad (41)$$

поскольку превышение $\gamma_{кр}$ вместо увеличения выходного напряжения вызовет его уменьшение под действием обратной связи вплоть до 0 при $\gamma = 1$.

У повышающих преобразователей при одинаковых $\gamma_{кр}$, то есть при одинаковых $|z_{др}/z_{нс}|$ отношение $(U_{2m})_{max}/U_m$ имеет разные значения, лежащие в пределах

$$1/[2(1-\gamma_{кр})] \leq (U_{2m})_{max}/U_m < \sqrt{2}/[2(1-\gamma_{кр})]. \quad (42)$$

Нижний предел соответствует $z_{др}/z_{нс} = \alpha$, $\alpha = 0$, верхний — $\alpha = 0$, $z_{др}/z_{нс} = j\beta$.

В инвертирующем преобразователе $\gamma_{кр}$ зависит не только от модуля $z_{др}/z_{нс}$, но и от его вещественной части, причем при одинаковом модуле большему значению вещественной части (α) соответствуют меньшие $x_{кр}$ и $(U_{2m})_{max}/U_m$ и большее $\gamma_{кр}$. При вещественном $z_{др}/z_{нс}$ ($z_{др}/z_{нс} = \alpha$) положительный корень уравнения (40) $x_{кр}$ и соответствующие ему $\gamma_{кр}$ и $(U_{2m})_{max}/U_m$ имеют аналитические выражения:

$$x_{кр} = [\alpha(\alpha+1)]^{1/2} - \alpha, \quad \gamma_{кр} = 1 + \alpha - [\alpha(\alpha+1)]^{1/2} \\ (U_{2m})_{max}/U_m = x_{кр}(1-x_{кр})/(x_{кр}^2 + \alpha). \quad (43)$$

Полученные выражения могут служить при известном значении $|z_{др}/z_{нс}|$ оценкой снизу для $x_{кр}$ и $(U_{2m})_{max}/U_m$ и оценкой сверху для $\gamma_{кр}$.

Для выбора транзисторов, образующих ключевой элемент преобразователей, изображенных на рис. 1–3, например представленный на рис. 4, необходимо знать наибольший коммутируемый ими ток. Во всех схемах транзисторы коммутируют ток дросселя i_L , амплитуда которого и должна учитываться при выборе транзисторов ключевого элемента.

При исчезающе малом периоде коммутации T из выражений (14), (16), (20) и (24) несложно выразить отношение комплексных амплитуд токов дросселя и тока нагрузки:

$$\dot{I}_{Lm}/\dot{I}_{nm} = \begin{cases} (1-\gamma)^{-1} z_{др}/z_{нс}, & \text{рис. 2} \\ -(1-\gamma)^{-1} z_{др}/z_{нс}, & \text{рис. 3} \\ z_{др}/z_{нс}, & \text{рис. 1,} \end{cases}$$

$$z_{др}/z_{нс} = 1 + z_{др}/z_c. \quad (44)$$

При выполнении условия (11) $|z_{др}/z_c| \ll 1$ можно амплитуду тока дросселя считать в $(1-\gamma)^{-1}$ раз превосходящей амплитуду тока нагрузки в повышающей и инвертирующей схемах, а в понижающей схеме можно амплитуды токов считать равными.

В реальных схемах при конечном T необходимо учесть еще и пульсации тока дросселя, накладывающиеся на полезную (гладкую) составляющую тока.

Точное определение пульсаций тока дросселя требует построения установившегося процесса при реальном конечном периоде коммутации T . Поскольку при расчете преобразователя значения его параметров $z_{др}$, z_c , T не известны и подлежат определению, необходимо оценить величину пульсации более простым способом, позволяющим выбрать индуктивность дросселя и частоту коммутации, а затем уточнить величину пульсаций.

Максимальный размах пульсаций тока дросселя (удвоенную амплитуду пульсаций) в повышающей и инвертирующей схемах (рис. 2 и 3) можно оценить, полагая ее совпадающей по фазе с амплитудой входного напряжения. Очевидно, она равна приращению тока дросселя за время его прямого подключения к входному напряжению в течение времени $\tau = \gamma T$, что дает

$$\Delta I_{Lm} = U_m \gamma T/L. \quad (45)$$

Для повышающей схемы следует принять $\gamma = 1 - U_m/U_{2m}$ а для инвертирующей — $\gamma = U_{2m}/(U_m + U_{2m})$.

Максимальный размах пульсаций тока дросселя в понижающей схеме (рис. 1) можно оценить, полагая ее совпадающей по фазе с амплитудой выходного напряжения и равной уменьшению тока дросселя под его действием за время $(1-\gamma)T$, что дает

$$I_{Lm} = U_{2m}(1-\gamma)T/L = U_m \gamma (1-\gamma)T/L, \quad (46)$$

где $\gamma = U_{2m}/U_m$.

При известной частоте коммутации $f = 1/T$ и допустимом размахе пульсаций ΔI_{Lm} можно найти индуктивность дросселя из выражений (45), (46). Очевидно, что при большей частоте коммутации необходимая индуктивность дросселя оказывается меньше и соответственно меньше выходное сопротивление преобразователя.

Максимальный размах пульсаций выходного напряжения (удвоенную амплитуду пульсаций) в повышающей и инвертирующей схемах (рис. 2 и 3) можно оценить по величине уменьшения напряжения на конденсаторе под действием максимального тока нагрузки. Этот ток разряжает конденсатор в течение времени γT , что с учетом $I_{nm} = U_{2m}/|z_{др}|$ дает

$$\Delta U_{2max} = I_{nm}(1-\gamma)T/C =$$

$$= U_{2m}(1-\gamma)T/[|z_{др}|C]. \quad (47)$$

Очевидно, что в повышающей и инвертирующей схемах пульсации имеют пилообразную форму — это вызвано скачками тока конденсатора в моменты коммутации.

Ток конденсатора в понижающей схеме рис. 1 непрерывен, поскольку представляет собой разность непрерывных токов:

$$i_C = i_L - i_{др}.$$

Поэтому пульсации выходного напряжения понижающего преобразователя оказываются более гладкими, чем пилообразные: непрерывна в этом случае и производная выходного напряжения. Оценить наибольший размах пульсаций можно, положив, что пилообразная пульсирующая составляющая тока дросселя целиком замыкается через конденсатор [5]:

$$\Delta U_{2max} = U_m \gamma (1-\gamma) T^2 / (8LC). \quad (48)$$

Из полученных выражений следует, что в понижающем преобразователе уменьшение пульсаций пропорционально квадрату частоты коммутации. В повышающем же и инвертирующем преобразователях пульсации уменьшаются пропорционально только первой степени частоты.

Выбрав значения индуктивности дросселя и емкости конденсатора, можно уточнить оценку размаха пульсаций, используя формулы, полученные на основе принципа разделения установившегося процесса на быструю составляющую (пульсации, происходящие с частотой коммутации f) и медленную (колебания токов и напряжений с частотой входного напряжения f_0).

Учитывая выполнение в практически важных случаях сильного неравенства $f \gg f_0$, медленную составляющую можно определять по формулам, полученным для бесконечно малого периода коммутации T , и считать при определении пульсационной составляющей напряжений и токов, что она в каждом периоде не имеет постоянной составляющей. Ее роль выполняет медленная, практически постоянная в течение периода коммутации, составляющая.

Максимальный размах пульсаций тока дросселя и выходного напряжения в повышающей схеме определяют следующие уточненные формулы:

$$\Delta I_{Lm} = U_{2m} \gamma (1-\gamma) T/L, \quad (49)$$

$$\Delta U_{2max} = U_m \gamma (1-\gamma) T / [|z_{др} + (1-\gamma)^2 z_{нс} | C] = U_{2m} \gamma T / [|z_{нс} | C]. \quad (50)$$

Заметим, что максимальные пульсации тока дросселя совпадают по фазе с максимумом медленной составляющей выходного напряжения u_2 и сдвинуты относительно максимума медленной составляющей тока дросселя на угол, определяемый аргументом комплексного сопротивления $z_{нс}$. Наибольший размах пульсаций выходного напряжения сдвинут по фазе относительно амплитуды его медленной составляющей на угол, равный аргумен-

ту комплексного сопротивления z_{nc} , взятому с противоположным знаком.

В случае инвертирующего преобразователя аналогичные (49) и (50) выражения имеют соответственно вид

$$\Delta I_{Lm} = \left| \frac{(1-\gamma) z_{др} + (1-\gamma)^2 z_{nc}}{(1-\gamma)^2 z_{nc}} \right| U_m \gamma T/L, \quad (51)$$

$$\Delta U_{2max} = U_m \gamma^2 (1-\gamma) T / \left| \frac{z_{др} + (1-\gamma)^2 z_{nc}}{z_{nc}} \right| C = U_{2m} \gamma T / \left| z_{nc} \right| C. \quad (52)$$

Сдвиг по фазе между амплитудным значением тока дросселя и максимумом пульсаций равен аргументу комплексного сопротивления $z = z_{др} + (1-\gamma) z_{nc}$. Максимум пульсаций выходного напряжения сдвинут по фазе относительно амплитуды его медленной составляющей на угол, равный аргументу комплексного сопротивления z_{nc} , взятому с противоположным знаком, как и в повышающей схеме.

Для понижающей схемы аналогично получены формулы

$$\Delta I_{Lm} = U_m \gamma (1-\gamma) T/L. \quad (53)$$

$$\Delta U_{2max} = U_m \gamma (1-\gamma) T / \left| \frac{z_{др} + (1-\gamma)^2 z_{nc}}{z_{nc}} \right| C = U_{2m} T / \left| z_{nc} \right| C. \quad (54)$$

Максимум пульсаций тока дросселя сдвинут по фазе относительно максимума его амплитуды на угол, равный аргументу комплексного сопротивления $z = z_{др} + z_{nc}$. Максимальный размах пульсаций выходного напряжения совпадает по фазе с максимальным размахом пульсаций тока дросселя и, следовательно, сдвинут по фазе относительно амплитуды выходного напряжения на угол, равный аргументу комплексного сопротивления z_{nc} , взятому с противоположным знаком.

В выражениях (49–54) следует подставлять значения γ , определенные из одного из уравнений (36) для соответствующей схемы преобразователя. Заметим, что решение уравнений для повышающего и инвертирующего преобразователей дает два значения γ , меньшее из которых лежит слева, а большее — справа от $\gamma_{кр}$, соответствующего максимуму статической характеристики преобразователя. Очевидно, следует выбрать меньшее значение γ , соответствующее возрастающей ветви статической характеристики.

При выборе емкости конденсатора C можно в случае постоянной или достаточно мало изменяющейся нагрузки исходить не из получения допустимых пульсаций, а из компенсации индуктивной составляющей тока нагрузки. Очевидно, в этом случае потребуются конденсатор большей емкости

$$C = L_H / [(\Omega L_H)^2 + R_H^2] = L_H / |z_H|^2.$$

Благодаря этому ток дросселя, а следовательно, и транзисторного ключа, станет меньше тока нагрузки без учета изменения γ в $|z_H|/R_H$ раз.

В заключение оценим влияние выходного сопротивления $z_{вых}$ источника входного напряжения и шунтирующего его защитного конденсатора C_1 (рис. 9 и 10) на свойства им-

$$U_{2m} = \begin{cases} -z_{nc} [(z_{др} + \gamma^2 z_{uc1}) / (1-\gamma)^2 + z_{nc}]^{-1} z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} \gamma (1-\gamma)^{-1} E_m, & \text{рис. 9} \\ z_{nc} [z_{др} + \gamma^2 z_{uc1} + z_{nc}]^{-1} z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} \gamma E_m, & \text{рис. 10.} \end{cases} \quad (55)$$

$$E_{1m} = \begin{cases} -z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} \gamma (1-\gamma)^{-1} E_m, & \left\{ \frac{z_{др} + \gamma^2 z_{uc1}}{(1-\gamma)^2}, \text{рис. 9} \right. \\ z_{вых} = z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} \gamma E_m, & \left. \left\{ z_{др} + \gamma^2 z_{uc1}, \text{рис. 10.} \right. \right. \end{cases} \quad (56)$$

пульсного преобразователя напряжения переменного тока. Из полученных выше формул (40) и (44) с учетом принятых обозначений (38) можно записать выражение для комплексной амплитуды выходного напряжения инвертирующего и понижающего преобразователей (55), где $z_{uc1} = z_u z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1}$ — выходное сопротивление источника входного напряжения, нагруженного на конденсатор C_1 . С учетом z_u и z_{c1} непрерывная модель преобразователя также представляет собой управляемый источник переменного напряжения, ЭДС которого E_{1m} и выходное сопротивление $z_{вых}$ имеют значения (56).

Вследствие изменения структуры преобразователя в течение периода коммутации (рис. 10) становится переменным и выходное сопротивление понижающего преобразователя.

4. Принципы построения устройств регулирования и стабилизации напряжения переменного тока

Возможны два варианта использования рассмотренных схем для регулирования и стабилизации напряжения переменного тока, отличающиеся способом его измерения.

В первом из них контролируется действующее, среднее или амплитудное значение напряжения. Для его определения необходим интервал наблюдения, равный или кратный половине периода этого напряжения. Недостаток первого варианта — невысокое быстродействие, определяемое периодом измерения регулируемого параметра, и отличие неконтролируемых параметров от соответствующих контролируемому параметру значений, вызванное отклонением формы входного напряжения от синусоидальной.

Второй вариант требует контроля мгновенных значений выходного напряжения и возможности изменения γ в каждом периоде срабатывания ключа. Его достоинство в возможности исправлять отклонения формы входного напряжения от синусоидальной [3] и обеспечивать соответствие между параметрами напряжения (действующим, средним и амплитудным), а также значительно большее быстродействие, определяемое периодом срабатывания ключа. Недостаток второго варианта — необходимость в синусоидальном задающем сигнале, непрерывном или дискретном, синхронном с входным напряжением.

В качестве стабилизатора выходного напряжения наиболее подходит инвертирующая схема, не требующая использования трансформатора сетевой частоты. Соответствующее изменение γ относительно $\gamma = 0,5$ при отклонении выходного напряжения от номинального значения в любую сторону позволяет поддерживать величину выход-

ного напряжения постоянной. Недостаток инвертирующей схемы — необходимость в высоком допустимом напряжении ключа (порядка удвоенной амплитуды входного напряжения) и передача через преобразователь полной мощности нагрузки.

Менее жесткие требования к ключу предъявляет известная схема стабилизатора с вольтдобавкой, в которой напряжение вольтдобавки регулируется одной из рассмотренных схем. В качестве одного из возможных примеров практического применения импульсного способа регулирования переменного напряжения рассмотрим стабилизатор с выходными параметрами $U_{вых} = 220$ В, 50 Гц, $I_{вых} \leq 5$ А, построенный по функциональной схеме рис. 11 [6].

Нестабильное сетевое напряжение U_c (220 В, 50 Гц) поступает на обмотки W , W_1 автотрансформатора АТ. Стабильное выходное напряжение представляет собой сумму напряжения на основной обмотке W , равного $U_c W / (W + W_1)$, и выходного напряжения импульсного преобразователя рис. 1, подключенного к «вольтдобавочной» обмотке W_2 , равного $\gamma U_c W_2 / (W + W_1)$. В зависимости от величины сетевого напряжения стабилизатор автоматически подбирает величину γ таким образом, что остается постоянным выходное напряжение:

$$U_{вых} = U_c (W + \gamma W_2) / (W + W_1).$$

В состав стабилизатора входят двухполупериодный выпрямитель В и устройство выборки и хранения УВХ, синхронизированное с напряжением сети, которые обеспечивают измерение амплитуды выходного напряжения U_m в каждом его полупериоде. Интегральный регулятор P интегрирует отклонение амплитуды выходного напряжения от заданной величины $U_{мз}$ и управляет относительной длительностью выходных импульсов широтно-импульсного модулятора (ШИМ), которые через драйвер Д поступают на силовые полевые транзисторы типа IRF640, реализующие ключ К.

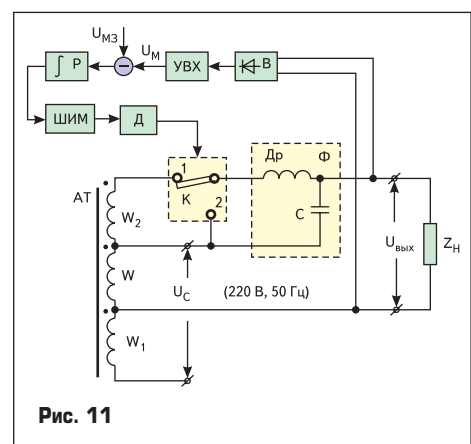


Рис. 11

С точки зрения теории автоматического управления стабилизатор можно достаточно точно представить хрестоматийной амплитудно-импульсной системой с «прямоугольным» импульсным элементом, работающим с периодом 0,01 с, и непрерывной частью в виде идеального интегрирующего звена.

Интегральный регулятор обеспечивает отсутствие статической ошибки при изменении как U_c , так и $I_{\text{вых}}$. Динамические свойства стабилизатора могут быть достаточно высокими, если выбрать параметр регулятора таким образом, чтобы корень характеристического уравнения системы стал равным нулю. Этим будет обеспечена длительность переходных процессов, равная периоду дискретности (0,01 с).

Описанный стабилизатор был реализован в ООО «Мегатех» (Санкт-Петербург). Его испытания подтвердили высокие точность и динамические свойства. Габаритные показатели и КПД вследствие импульсного способа регулирования также оказались достаточно высокими, в то время как пульсации выходного напряжения практически полностью сглаживались фильтром Ф, имеющим незначительные габариты.

Можно значительно улучшить весогабаритные показатели рассмотренного стабилизатора, отказавшись от сетевого автотрансформатора и заменив его и импульсный понижающий преобразователь на преобразователь, построенный по описанному в [7] способу.

Выводы

1. Предложенная методика позволяет получить в конечном виде математическое описание установившегося режима импульсного преобразователя с учетом нагрузки и выходного сопротивления источника входного напряжения и фильтров на входе и выходе преобразователя.
2. Импульсный преобразователь переменного напряжения при достаточно высокой частоте коммутации можно рассматривать как регулируемый источник переменного напряжения, ЭДС и выходное сопротивление которого растут при увеличении относительной длительности импульсов γ .
3. Зависимость выходного напряжения повышающего и инвертирующего преобразователей от γ имеет максимум вследствие более быстрого роста выходного сопротивления, чем ЭДС, и стремится к 0 при стремлении γ к 1 даже в случае нулевого активного сопротивления дросселя.
4. Пульсации тока дросселя и выходного напряжения повышающего и инвертирующего преобразователей имеют пилообразный характер, причем размах «пилы» периодически изменяется. С уменьшением периода коммутации пропорционально уменьшаются и пульсации.
5. В понижающем преобразователе пульсации тока дросселя также пилообразные, а пульсации выходного напряжения имеют на единицу более высокий порядок гладкости и малости относительно T .

Пример.

Рассчитаем «электронный повышающий трансформатор» $U_1/U_2 = 110/220$, выполненный по схеме повышающего преобразователя, представленной на рис. 2. Рассмотрим два варианта нагрузки мощностью 1100 ВА (220 В, 5 А): $z_{н1} = 40 + 18,33j$, $z_{н2} = 18,33 + 40j$ ($|z_{н}| = U_2/I_n = 220/5 = 44$ Ом). Частоту коммутации f примем равной 50 кГц, то есть в 10^3 раз выше частоты сети $f_0 = 50$ Гц. Допустимый размах пульсаций (удвоенную амплитуду) положим для тока дросселя равным $\Delta I_{L\text{max}} = 0,225$ А, а для выходного напряжения $\Delta U_{2\text{max}} = 5$ В.

Рассчитаем индуктивность дросселя и емкость конденсатора фильтра, приняв согласно (3) $\gamma = 1 - U_1/U_2 = 0,5$. По формулам (45) и (47) получаем:

$$L \geq U_{1m} \gamma T / \Delta I_{L\text{max}} = U_{1m} \gamma / (f \Delta I_{L\text{max}}) = \\ = (110 \times \sqrt{2} \times 0,5) / (50 \times 10^3 \times 0,225) = \\ = 6,914 \times 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$C \geq I_{nm} (1 - \gamma) T / \Delta U_{2\text{max}} = I_{nm} (1 - \gamma) / (f \Delta U_{2\text{max}}) = \\ = (5 \times \sqrt{2} \times (1 - 0,5)) / (50 \times 10^3 \times 5) = \\ = 14,14 \times 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Для уточнения значения γ необходимо решить относительно γ уравнение

$$|z_{nc} [z_{np} / (1 - \gamma)^2 + z_{nc}]^{-1} (1 - \gamma)^{-1}| = U_2 / U_1,$$

полученное из первой из формул (35). Последнее уравнение, обозначив $x = 1 - \gamma$, легко преобразовать к виду

$$|x + a/x| = U_1 / U_2,$$

где $a = z_{np} / z_{nc} = j\Omega L(1 + j\Omega C z_{nc}) / z_{nc}$.

Вычисление модуля комплексного числа $x + a/x$ позволяет свести полученное уравнение к биквадратному:

$$x^4 + [Re(a) - (U_1/U_2)^2]x^2 + |a|^2 = 0.$$

Комплексный коэффициент a принимает значение $a_1 = 0,010917 + 0,044878j$ при $z_{н1}$ и $a_2 = 0,035229 + 0,020565j$ при $z_{н2}$. Решение биквадратного уравнения дает пары положительных корней: $x_1 = 0,4673$, $x_2 = 0,0988$ ($\gamma_1 = 0,5327$, $\gamma_2 = 0,9012$) при a_1 и $x_1 = 0,4120$, $x_2 = 0,0990$ ($\gamma_1 = 0,5880$, $\gamma_2 = 0,9010$) при a_2 . Из пары полученных значений следует выбрать меньшее, соответствующее возрастающей ветви статической характеристики преобразователя $U_2 = f(\gamma)$. Статические характеристики преобразователя в относительных единицах для указанных значений нагрузки $z_{н1}$ и $z_{н2}$ представлены на рис. 12 (кривые 1 и 2 соответственно).

По формулам (49) и (50) уточнен размах пульсаций

$$\Delta I_{Lm} = U_{2m} \gamma (1 - \gamma) T / L = 220 \times \sqrt{2} \times 0,5327 \times \\ \times (1 - 0,5327) / (50 \times 10^3 \times 6,914 \times 10^{-3}) = 0,224 \text{ А},$$

$$\Delta U_{2\text{max}} = U_{2m} \gamma T / [|z_{nc}| C] = 220 \times \sqrt{2} \times 0,5327 / \\ / (50 \times 10^3 \times 14,14 \times 10^{-6} \times 47,0284) = 4,985 \text{ В},$$

где $z_{nc} = z_{н1} / (1 + j\Omega C z_{н1}) = 45,6959 + 11,1151j = 47,0284 \times e^{j\varphi}$, $\varphi = 13,67^\circ$.

При этом максимум пульсаций тока дросселя сдвинут по фазе относительно максимума тока дросселя на угол $\varphi = 13,67^\circ$ в сторону опережения, а максимум пульсаций напряжения отстает от максимума напряжения на такой же угол.

Аналогично вычислено и для нагрузки $z_{н2}$

$$\gamma I_{Lm} = U_{2m} \gamma (1 - \gamma) T / L = 220 \times \sqrt{2} \times 0,588 \times \\ \times (1 - 0,588) / (50 \times 10^3 \times 6,914 \times 10^{-3}) = 0,218 \text{ А},$$

$$\gamma U_{2\text{max}} = U_{2m} \gamma T / [|z_{nc}| C] = 220 \times \sqrt{2} \times 0,588 / \\ / (50 \times 10^3 \times 14,14 \times 10^{-6} \times 53,2471) = 4,860 \text{ В},$$

где $z_{nc} = z_{н2} / (1 + j\Omega C z_{н2}) = 26,8443 + 45,9852j = 53,2471 \times e^{j\varphi}$, $\varphi = 59,73^\circ$.

При этом максимум пульсаций тока дросселя сдвинут по фазе относительно максимума тока

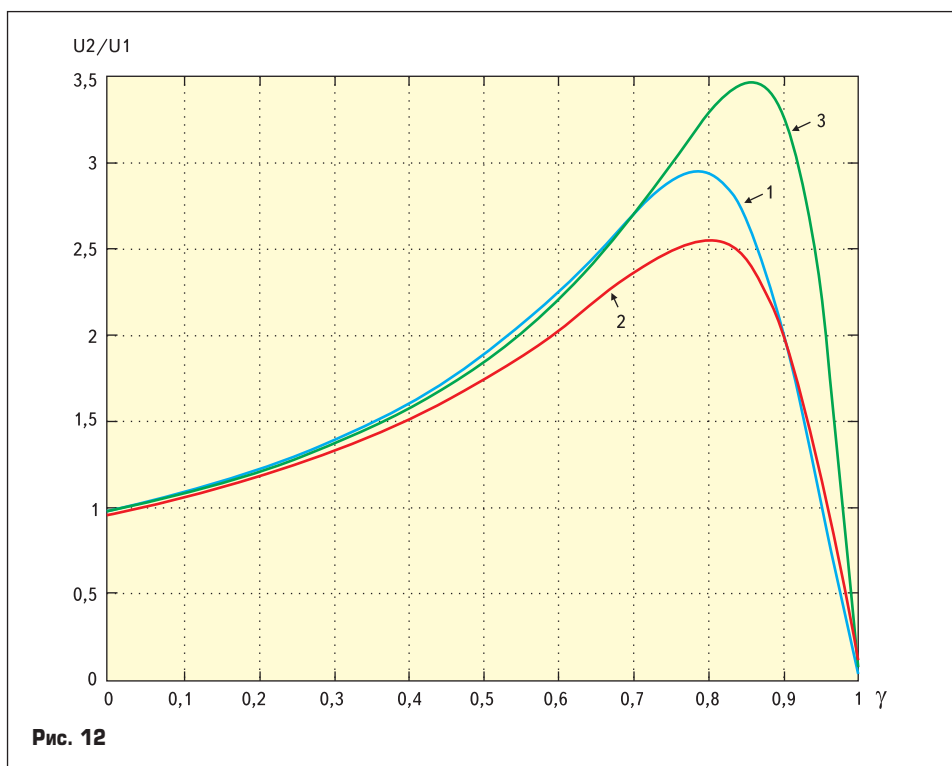


Рис. 12

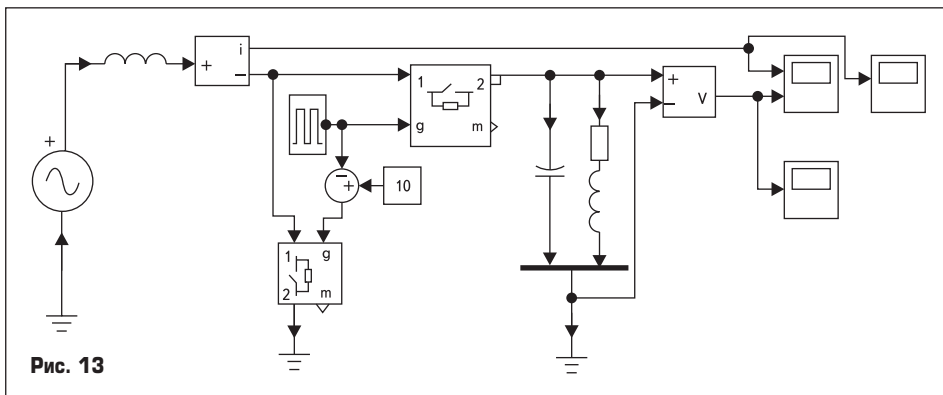


Рис. 13

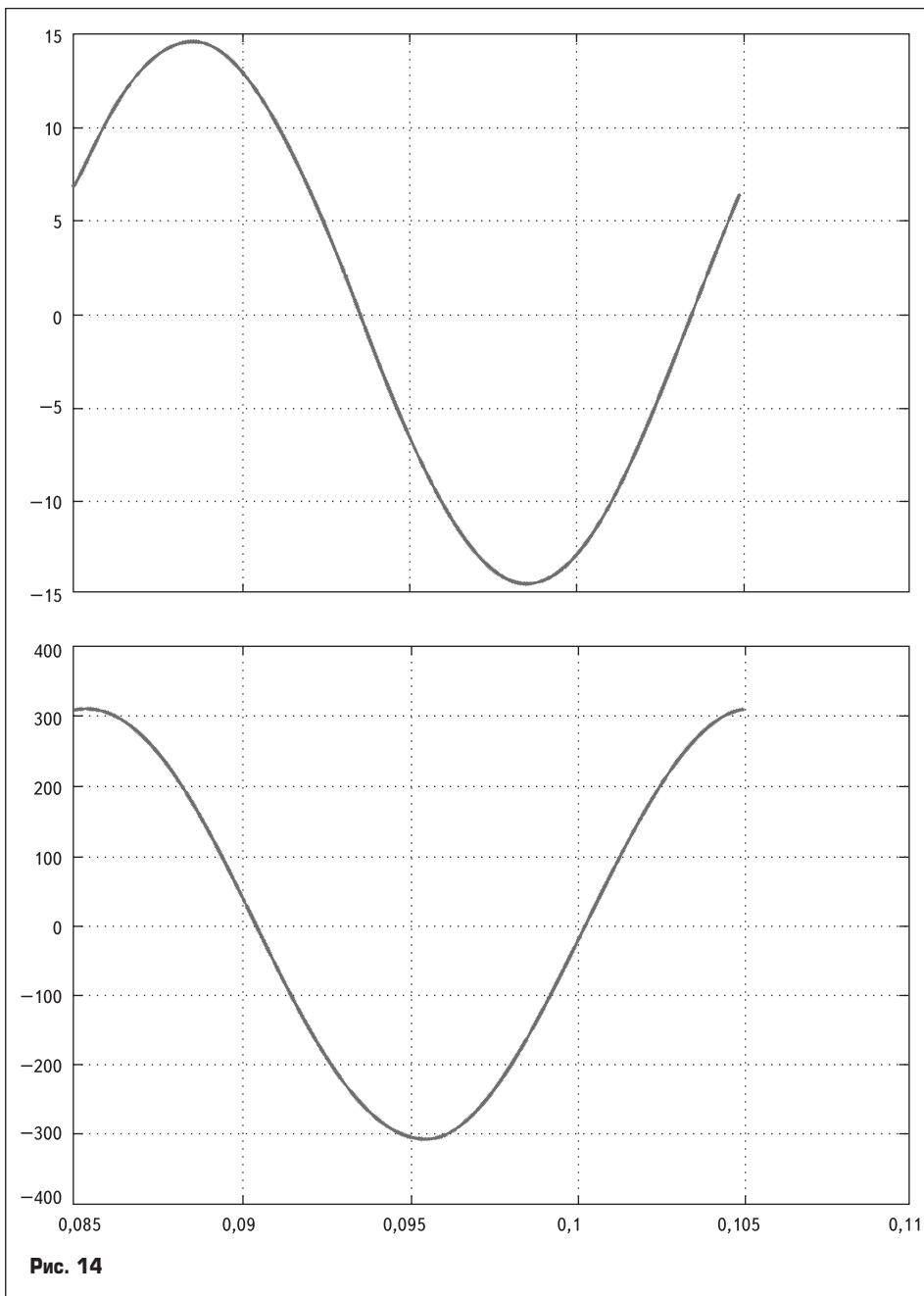


Рис. 14

дросселя на угол $\varphi = 59,73^\circ$ в сторону опережения, а максимум пульсаций напряжения отстает от максимума напряжения на такой же угол.

Согласно формуле (44) максимальный коммутируемый ключом К (рис. 2) ток, равный амплитуде тока дросселя, превышает амплитуду тока нагрузки в $(1-\gamma)^{-1} |1+z_H/z_C|$ раз, что составляет 2,0021 при z_{H1} и 2,0057 при z_{H2} .

Существенный выигрыш в коммутируемом токе можно получить при z_{H2} , выбрав емкость

конденсатора фильтра из условия компенсации реактивной составляющей тока нагрузки согласно формуле

$$C = L_H / [(\omega L_H)^2 + R_H^2] = L_H / |z_H|^2 = (40/100\pi) / (44)^2 = 65,767 \times 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Такой выбор емкости делает сопротивление z_{Hc} чисто активным и равным 105,62 Ом, то есть почти в 2 раза большим, чем $|z_{Hc}|$ при предыдущем ее выборе. Аналогично вышеизложен-

ному получаем значения $\gamma_1 = 0,5017$ и $\gamma_2 = 0,9587$. Максимальный коммутируемый ключом К ток в этом случае превышает амплитуду тока нагрузки в 0,836 раза, то есть меньше ее в 1,196 раза. Существенно снижаются и пульсации выходного напряжения, составляющие

$$\Delta U_{2\max} = U_{2m} \gamma T / [|z_{Hc}| C] = 220 \times \sqrt{2} \times 0,5017 / (50 \times 10^3 \times 65,767 \times 10^{-6} \times 105,62) = 0,896 \text{ В.}$$

Статическая характеристика имеет в этом случае больший максимум и большее значение $\gamma_{кр}$ (кривая 3 на рис. 12). Значения $\gamma_{кр}$, рассчитанные по формуле (37) для рассмотренных случаев, составляют: 0,7851, 0,7980 и 0,8566.

Значительный интерес представляет моделирование импульсных преобразователей напряжения переменного тока с учетом импульсного характера процессов. Это моделирование позволяет проверить результаты расчетов, основанных на использовании непрерывных моделей. В качестве базы моделирования удобно использовать систему MATLAB 6.5 с версиями пакетов Simulink 5.0 и SimPowerSystem 2.3 [8].

Моделирование ключа с двухсторонней проводимостью на реальных элементах (рис. 4) вызывает определенные трудности. Поэтому проще использовать идеальный ключ (Ideal Switch) из библиотеки силовых элементов полупроводниковых преобразователей (Power Electronics), позволяющий учесть внутреннее сопротивление реального ключа и снабберные цепи. Схема моделирования представлена на рис. 13. Обе половинки ключа управляются импульсами генератора (Discrete Pulse Generator) из библиотеки (Sources), поступающими на ключи в противофазе и имеющими заданную частоту f и скважность γ .

Результаты моделирования и расчетов хорошо совпадают, что можно видеть из осциллограмм тока дросселя и напряжения нагрузки, представленных на рис. 14 для случая z_{H2} , $C = 14,14 \text{ мкФ}$.

Литература

1. Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения. М.: Энергоатомиздат. 1986.
2. Источники вторичного электропитания / С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; под ред. Ю. И. Конева. М.: Радио и связь. 1983.
3. Крапивников В. В. Способ управления двигателем переменного тока. Авт. свид. СССР № 248834.
4. Тимченко Н. М., Жуков В. И. Импульсный стабилизатор переменного напряжения. Авт. свид. СССР № 472339.
5. Коршунов А. Динамический расчет стабилизированного понижающего преобразователя напряжения постоянного тока // Силовая электроника. 2005. № 3.
6. Коршунов А. И. Импульсный стабилизатор переменного напряжения. Авт. свид. РФ № 2246127.
7. Коршунов А. И. Способ регулирования величины и изменения фазы напряжения переменного тока. Авт. свид. РФ № 2266608.