

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Юхименко М.Ю., ст. преподаватель

Кременчугский государственный университет имени Михаила Остроградского

39614, Украина, г. Кременчуг, ул. Первомайская, 20

E-mail: sauel1@polytech.poltava.ua

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

Ключевые слова: транзисторные импульсные преобразователи, расчет исходного напряжения, установившиеся режимы.

Введение. Проектирование силовых преобразовательных устройств для систем электропривода связано с необходимостью решения задач синтеза и анализа. Задача анализа заключается в исследовании свойств уже спроектированного узла, блока, устройства, а задача синтеза - в формировании желаемых характеристик и параметров. В настоящее время не существует законченной теории анализа и синтеза нелинейных импульсных систем. Все это делает процесс проектирования сложной и трудоемкой задачей. Ускорить и упростить этот процесс позволяет математическое моделирование объекта. Оно проводится с целью анализа рабочих режимов и, при необходимости, уточнения параметров систем электропривода. Современные методики синтеза систем электропривода основаны на создании математической модели, поэтому особенно важным является то, чтобы модель характеризовала все важные свойства объекта.

Прогресс в области силовой полупроводниковой техники привел к широкому распространению систем преобразования переменного напряжения по схеме «выпрямитель – широтно-импульсный регулируемый инвертор». Возможность плавного регулирования амплитуды и частоты напряжения вызвала бурное развитие высококачественных частотно-регулируемых электроприводов переменного тока. Если же необходимо регулировать только величину переменного напряжения, эта схема становится экономически невыгодной. При питании от однофазной сети габариты указанной схемы существенно увеличивает фильтр выпрямленного напряжения. Другим существенным недостатком схемы «выпрямитель - регулируемый инвертор» оказывается невозможность рекуперации энергии в сеть переменного тока в случае односторонней проводимости выпрямителя.

Анализ предыдущих исследований. В практике силовой преобразовательной техники широко используются импульсные преобразователи постоянного напряжения [2], принцип действия которых поясняют рис. 1–3. В указанных схемах

силовой ключ К переключается с высокой частотой f из положения 1 в положение 2.

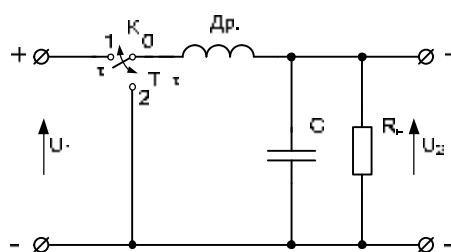


Рисунок 1 – Импульсный преобразователь постоянного напряжения повышающего типа

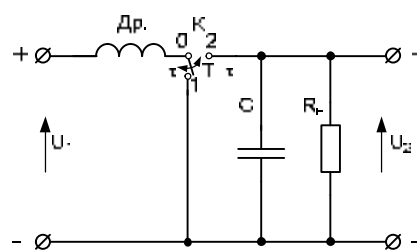


Рисунок 2 – Импульсный преобразователь постоянного напряжения понижающего типа

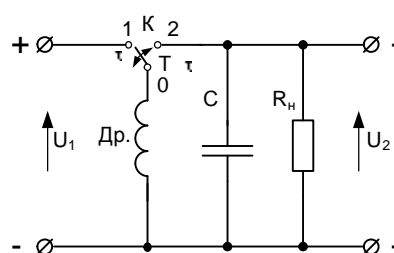


Рисунок 3 – Импульсный преобразователь постоянного напряжения инвертирующего типа

При этом регулирование выходного напряжения осуществляется изменением относительной длительности пребывания ключа К в замкнутом состоянии (в положении 1):

$$g = t/T = tf, T = 1/f, 0 < g < 1, \quad (1)$$

где t – время нахождения ключа в положении 1 в течение периода переключения T . При известных допущениях средние значения выходных

напряжений определяются соответственно выражениями [2]:

$$U_2 = gU_1, \quad (2)$$

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

$$U_2 = -U_1g/(1-g). \quad (4)$$

Современные силовые полевые транзисторы (MOSFET) и транзисторы типа IGBT допускают частоту переключений f в 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 таких преобразователей весьма высоки. Очевидно, что при достаточно высокой частоте коммутации эти устройства могут преобразовывать и переменное напряжение, например, промышленной частоты. Обязательным условием при этом является двусторонняя проводимость ключей К. Примеры подобного рода ключевых элементов на силовых транзисторах представлены на рис. 4.

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

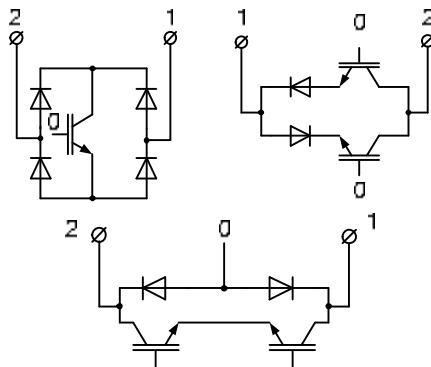


Рисунок 4 – Схемы полностью управляемых ключевых элементов для преобразователей напряжения на базе силовых транзисторов

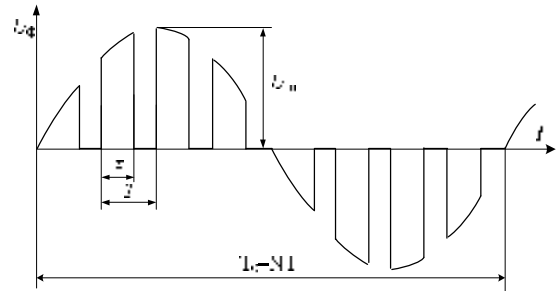


Рисунок 5 – Напряжение на выходе ключа К (точка «0») относительно общей точки схемы преобразователя, состоящее из последовательности импульсов с регулируемым параметром $\gamma = \tau/T$

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

Цель работы. Анализ установившегося режима импульсных транзисторных преобразователей при синусоидальном входном напряжении, определение величины выходного напряжения.

Материалы и результаты исследований. В общем случае в n -м периоде переключений ключа К импульсный преобразователь напряжения может описываться двумя различными векторно-матричными уравнениями:

$$dX(z)/dz = A_1 X(z) + h_1 U_m \sin(\Omega n T + z), \quad 0 < z < t, \quad (5)$$

$$dX(h)/dh = A_2 X(h) + h_2 U_m \sin(\Omega n T + t + h), \quad (6)$$

где $X^T = [x_1, x_2, \dots, x_m]$ – вектор фазовых координат, в качестве которых выбираются токи в индуктивностях и напряжения на конденсаторах, непрерывные в моменты коммутации ключа К, который рассматривается как идеальный, A_1 и A_2 – $m \times m$ – квадратные матрицы, элементами которых являются параметры анализируемой цепи, считающиеся постоянными, U_m и Ω – соответственно амплитуда и частота преобразуемого гармонического напряжения, $T_0 = 2\pi/\Omega$ – период, $h_1^T = k_1 c^T$, $h_2^T = k_2 c^T$, $c^T = [1, 0, \dots, 0]$ – m – мерные векторы, t – знак транспонирования, k_1 и k_2 – постоянные, $T = T_0/N$ – период коммутации ключа К, N – целое число.

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

$$dX^*(z)/dz = A_1 X^*(z) + k_1 c U_m e^{j(\Omega n T + z)}, \quad 0 < z < t, \quad (7)$$

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

В результате анализа установившегося режима импульсных преобразователей напряжения переменного тока математическими методами [6] установлено, что при исчезающе малом периоде коммутации ключа К комплексный вектор фазовых координат X^* изменяется по закону:

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

где

$$X^*(j\Omega, g) = [j\Omega E - gA_1 - (1-g)A_2]^{-1} \times [gk_1 + (1-g)k_2]c, \quad (10)$$

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

Согласно принятой в теоретической электротехнике терминологии, вектор $X^*(j\Omega, g)U_m$ можно назвать вектором комплексных амплитуд фазовых координат импульсного преобразователя. Как показано в [6], отклонения от предельных законов изменения фазовых координат имеют относительно T порядок малости не ниже первого. Это позволяет при достаточно значительном неравенстве

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

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

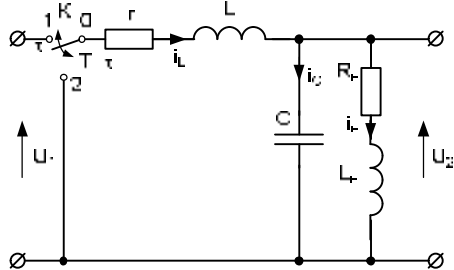


Рисунок 6 – Расчетная схема преобразователя напряжения понижающего типа

Для целей регулирования выходных координат системы электропривода представляет интерес преобразователь понижающего типа, представленный на рис. 2, который рассматриваем, считая источник входного напряжения идеальным. Согласно расчетной схеме, представленной на рис. 6, ниже записаны системы дифференциальных уравнений преобразователя для положения переключателя 1 и 2 соответственно:

$$\begin{cases} L di_L / dz + r i_L + u_2 = u_1 \\ C du_2 / dz - i_L + i_n = 0, 0 < z = t - nT < t \\ L_n di_n / dz + R_n i_n - u_2 = 0 \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} L di_L / dh + r i_L + u_2 = u_1 \\ C du_2 / dh - i_L + i_n = 0, 0 < h = t - nT - t < T - t \\ L_n di_n / dh + R_n i_n - u_2 = 0 \end{cases} \quad (13)$$

где $u_1 = U_m \sin(\Omega t)$ – преобразуемое напряжение, u_2 – выходное напряжение, R_n , L_n – 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

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

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

$$X^T = [x_1, x_2, x_3], k_1 = 1/L, k_2 = 0, c^T = [1, 0, 0].$$

$$A_1 = A_2 = A = \begin{bmatrix} -r/L & -1/L & 0 \\ 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_n & -R_n/L_n \end{bmatrix} \quad (15)$$

Согласно (9), при подстановке выражения (15) в (10) получаем для установившегося режима:

$$\begin{aligned} x_1^* &= [g(z_n + z_c) U_m e^{j\Omega t}] / [z_{др.}(z_n + z_c) + z_n z_c] \\ x_2^* &= [g z_n z_c U_m e^{j\Omega t}] / [z_{др.}(z_n + z_c) + z_n z_c] \\ x_3^* &= x_2^* / z_n, \end{aligned} \quad (16)$$

где $z_n = R_n + j\Omega L_n$, $z_{др.} = r + j\Omega L$,

$$z_c = (j\Omega C)^{-1}.$$

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 цепи формирования траектории переключения силового ключа, 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. Для учета выходного сопротивления источника входного напряжения и наличия емкости на входе расчетная схема преобразователя представлена на рис. 7.

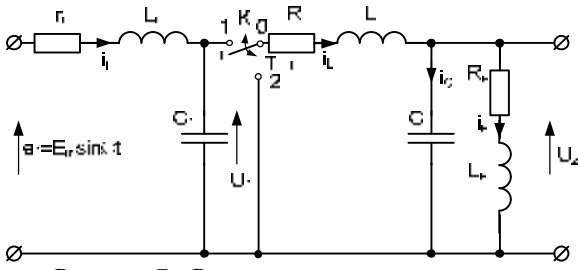


Рисунок 7 - Расчетная схема понижающего преобразователя напряжения, учитывающая выходное сопротивление источника входного напряжения и наличие емкости на входе

Соответствующие системы дифференциальных уравнений схемы для положений ключа 1 и 2 приведены ниже:

$$\begin{cases} L_u di_1/dz + r_u i_1 + u_1 = e_1 \\ C_1 du_1/dz - i_1 + i_L = 0 \\ L di_L/dz + r i_L - u_1 + u_2 = 0, 0 < z = t - nT < t \\ C du_2/dz - i_L + i_H = 0 \\ L_H di_H/dz + R_H i_H - u_2 = 0, \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} L_u di_1/dh + r_u i_1 + u_1 = e_1 \\ C_1 du_1/dh - i_1 = 0 \\ L di_L/dh + r i_L + u_2 = 0, 0 < h = t - nT - h < T - t \\ C du_2/dh - i_L + i_H = 0 \\ L_H di_H/dh + R_H i_H - u_2 = 0, \end{cases} \quad (18)$$

Обозначив фазовые координаты

$$x_1 = i_1, x_2 = u_1, x_3 = i_L, x_4 = u_2, x_5 = i_H, \quad (19)$$

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

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

$$k_1 = k_2 = 1/L_u \quad (20)$$

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

$$c^T = [1, 0, 0, 0, 0]$$

Подстановка (20) в (10) согласно (9) дает для установившегося режима:

$$\begin{aligned} x_1^* &= [z_{др.}(z_H + z_c) + z_H z_c + g^2 z_{c1}(z_H + z_c)] E_m e^{j\Omega t} / Q, \\ x_2^* &= [z_{c1} z_{др.}(z_H + z_c) E_m e^{j\Omega t}] / Q, \\ x_3^* &= [g z_{c1}(z_H + z_c) E_m e^{j\Omega t}] / Q, \\ x_4^* &= [g z_{c1} z_H z_c E_m e^{j\Omega t}] / Q, \\ x_5^* &= x_4^* / z_H, \end{aligned} \quad (21)$$

$$\text{где } z_H = R_H + j\Omega L_H, z_{др.} = r + j\Omega L,$$

$$z_u = r_u + j\Omega L_u, z_c = (j\Omega C)^{-1}, z_{c1} = (j\Omega C_1)^{-1},$$

$$Q = (z_u + z_{c1}) [z_{др.}(z_H + z_c) + z_H z_c] + g^2 z_u z_{c1}(z_H + z_c).$$

Тогда, согласно значению x_2^* , выражения для комплексной амплитуды выходного напряжения можно записать в виде:

$$U_{2m} = \begin{cases} z_{нс} [z_{др.}/(1-g)^2 + z_{нс}]^{-1} (1-g)^{-1} U_m, (\text{рис. 2}) \\ -z_{нс} [z_{др.}/(1-g)^2 + z_{нс}]^{-1} g(1-g)^{-1} U_m, (\text{рис. 3}) \\ z_{нс} [z_{др.} + z_{нс}]^{-1} U_m, (\text{рис. 1}) \end{cases} \quad (22)$$

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

Согласно (22), непрерывную модель преобразователя можно рассматривать как источник регулируемого напряжения переменного тока, ЭДС E_m и выходное сопротивление $z_{вых}$ которого определяются выражениями:

$$E_m = \begin{cases} (1-g)^{-1} U_m, & \left\{ \begin{array}{l} z_{др.}/(1-g)^2, (\text{рис. 2}) \\ z_{вых.} = z_{др.}/(1-g)^2, (\text{рис. 3}) \\ z_{др.}, (\text{рис. 1}) \end{array} \right. \end{cases} \quad (23)$$

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 активный-индуктивный характер со значительно преобладающей индуктивной составляющей, что характерно для дросселей.

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) и (21)

несложно выразить отношение комплексных амплитуд токов дросселя и тока нагрузки:

$$I_{Lm} / I_{nm} = \begin{cases} (1-g)^{-1} z_H / z_{nc}, & \text{(рис. 2)} \\ -(1-g)^{-1} z_H / z_{nc}, & \text{(рис. 3)} \\ z_H / z_{nc}, & \text{(рис. 1)}, \end{cases} \quad (24)$$

$$z_H / z_{nc} = 1 + z_H / z_c.$$

При выполнении условия неравенства (11) $z_H / z_{nc} \ll 1$ 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 , кроме того, необходимо учитывать 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 в 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

$$I_{Lm} = U_{2m}(1-g)T/L = U_m g(1-g)T/L, \quad (25)$$

где $g = U_{2m}/U_m$.

При известной частоте коммутации $f=1/T$ и допустимом размахе пульсаций ΔI_{Lm} можно найти индуктивность дросселя из выражений (24), (25). Очевидно, что при большей частоте коммутации необходимая индуктивность дросселя оказывается меньше и соответственно меньше выходное сопротивление преобразователя. Другой особенностью работы понижающей схемы рис. 1 является то, что ток конденсатора в ней непрерывен, поскольку представляет собой разность непрерывных токов: $i_c = i_L - i_H$. Поэтому пульсации выходного напряжения понижающего преобразователя оказываются более гладкими, чем пилообразные: непрерывна в этом случае и производная выходного напряжения. Оценить наибольший размах пульсаций можно, предположив, что пилообразная пульсирующая составляющая тока дросселя целиком замыкается через конденсатор [5]:

$$\Delta U_{2\max} = U_m g(1-g)T^2 / (8LC). \quad (26)$$

Из полученных выражений следует, что в понижающем преобразователе уменьшение пульсаций пропорционально квадрату частоты коммутации. 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 значительного неравенства f и 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 схеме определяют следующие уточненные формулы:

$$\Delta L_m = U_m g(1-g)T/L. \quad (27)$$

$$\Delta U_{2\max} = U_m g(1-g)T / \left[\left(z_{др} + (1-g)^2 z_{nc} \right) C \right] = U_{2m} T / \left[z_{nc} C \right] \quad (28)$$

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 (27–28) следует подставлять значения γ , определенные из одного из уравнений (23) для соответствующей схемы преобразователя. При этом 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 потребуется конденсатор большей емкости:

$$C = L_H / \left[(\Omega L_H)^2 + R_H^2 \right] = L_H / |z_H|^2. \quad (29)$$

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. 7) на свойства импульсного преобразователя напряжения переменного тока. Из полученных выше формул (24), с учетом принятых обозначений,

можно записать выражение для комплексной амплитуды выходного напряжения преобразователя (30), где $z_{uc1} = z_{ц} z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1}$ – 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 (31). Вследствие изменения структуры преобразователя в течение периода коммутации (рис. 7) становится переменным и выходное сопротивление понижающего преобразователя:

$$U_{2m} = \begin{cases} -z_{nc} \left[\frac{(z_{др.} + g^2 z_{uc1})}{(1-g)^2 + z_{nc}} \right]^{-1} \times \\ \times z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} g(1-g)^{-1} E_m, \\ z_{nc} \left[z_{др.} + g^2 z_{uc1} + z_{nc} \right]^{-1} z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} E_m, \end{cases} \quad (30)$$

$$E_{1m} = \begin{cases} -z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} g(1-g)^{-1} E_m, \\ z_{вых} = z_{c1} (z_u + z_{c1})^{-1} g E_m, \end{cases} \quad (31)$$

$$\begin{cases} (z_{др.} + g^2 z_{uc1}) / (1-g)^2, \\ z_{др.} + g^2 z_{uc1}. \end{cases}$$

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 [5]. Моделирование работы 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. 8. 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 и напряжения нагрузки, представленных на рис. 9 для случая $z_{н2}$, $C = 14,14$ мкФ.

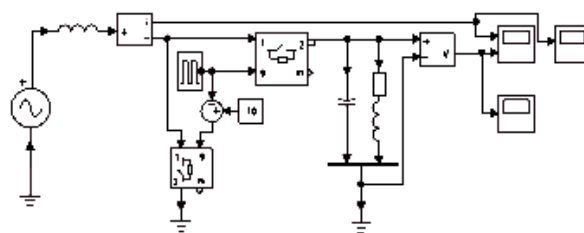


Рисунок 8 – Структурная схема модели для определения характеристик транзисторного преобразователя напряжения

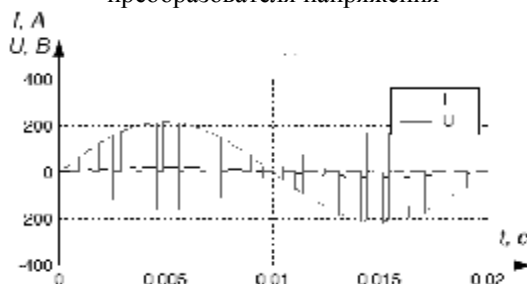


Рисунок 9 – Временные диаграммы для напряжения и тока нагрузки преобразователя напряжения

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, у которого ЭДС и выходное сопротивление возрастают при увеличении относительной длительности импульсов γ .

3. В понижающем преобразователе пульсации тока дросселя и пульсации выходного напряжения имеют на единицу более высокий порядок гладкости и малости относительно T , по сравнению со схемами повышающих и инвертирующих преобразователей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миловзоров В. П. Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения / В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. 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 / Крапивников В. В. Авт. свид. СССР № 248834.
4. Тимченко Н. М. Импульсный стабилизатор переменного напряжения / Н. М. Тимченко, В. И. Жуков. Авт. свид. СССР № 472339.
5. Коршунов А. Динамический расчет стабилизированного понижающего преобразователя напряжения постоянного тока / Коршунов А. // Силовая электроника, 2005. – № 3.

6. Коршунов А. Импульсные преобразователи
напряжения переменного тока / Коршунов А. //
Силовая электроника, 2006. – № 1.

ДОСЛІДЖЕННЯ СТАЛОГОВСАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМУ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ЗМІННОГО СТРУМУ

Юхименко М.Ю., ст. викл.

Кременчуцький державний університет імені Михайла Остроградського

39614, Україна, м. Кременчук, вул. Першотравнева, 20

E-mail: saue1@polytech.poltava.ua

В статті наведені результати аналізу сталого режиму імпульсних транзисторних перетворювачів при синусоїдальній вхідній напрузі, визначені величина вихідної напруги і амплітуди високочастотних гармонік, а також розглянуті особливості застосування імпульсних перетворювачів в електроприводах змінного струму.

Ключові слова: транзисторні імпульсні перетворювачі, розрахунок вихідної напруги, сталі режими.

RESEARCH OF THE STATIC MODE OF TRANSISTOR TRANSFORMERS FOR SYSTEMS OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE

M. Yukhimenko, Sen. Lect.

Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University

vul. Pershotravneva, 20, Kremenchuk, 39600, Ukraine

E-mail: saue1@polytech.poltava.ua

The questions of increase of power efficiency of asynchronous drive are in-process considered with regulator of voltage in the circles of stator and the ground of ways of more effective use of occasions is offered with a self-reactance control.

Key words: asynchronous drive, regulating of voltage, power efficiency.