

Исследование стабилизации напряжения переменного тока

С ПОМОЩЬЮ Понижающего импульсного преобразователя

Рассмотрены особенности импульсных стабилизаторов напряжения переменного тока (СНПТ), использующих понижающий импульсный преобразователь напряжения. СНПТ позволяет не только стабилизировать величину, но и исправлять форму напряжения. Показано, что построение СНПТ по схеме вольтдобавки, снижающей требования к допустимому напряжению транзисторов и конденсатора фильтра, ухудшает качество стабилизации и исправления формы напряжения. Установлено, что рационально строить СНПТ по принципу управления по возмущению. Показано, что сглаживающее действие фильтра зависит от произведения емкости конденсатора и индуктивности дросселя, а выходное сопротивление и колебательность фильтра уменьшаются при увеличении емкости и уменьшении индуктивности.

**Анатолий Коршунов,
д. т. н.**

Введение

В промышленности, на морском транспорте и в быту в настоящее время используется, в основном, электроэнергия переменного тока частотой 50 Гц. На тепловых и атомных электростанциях электроэнергию получают с помощью синхронных турбогенераторов. На гидроэлектростанциях используют синхронные гидрогенераторы.

Напряжение переменного тока описывается тремя параметрами: частотой (f), амплитудой (U_m) и начальной фазой (φ). При этом форма напряжения предполагается синусоидальной. На практике для переменного синусоидального напряжения задают не амплитудное U_m , а действующее значение напряжения U ($U = U_m / \sqrt{2}$).

Качество напряжения, поступающего к потребителю, оценивается стабильностью его величины U , частоты f и наличием высших гармоник, искажающих синусоидальную форму напряжения.

Синхронные генераторы традиционной конструкции снабжаются регуляторами частоты и напряжения, позволяющими поддерживать параметры выходного напряжения U и f постоянными с установленной точностью при изменении нагрузки и ее характера в допустимых пределах [1, 2]. Форма выходного напряжения, близкая к синусоидальной, обеспечивается практически синусоидальным распределением магнитной индукции в воздушном зазоре генератора. Нелинейная нагрузка вызывает высшие гармоники тока и выходного напряжения генератора. Особенно сильно искажают форму выходного напряжения статические преобразователи: выпрямители, инверторы и т. д.

В последнее время благодаря своим известным достоинствам широкое распространение по-

лучили синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов. До сих пор, в основном, применяются синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ). СДПМ стал «перспективной машиной для приводов малой и средней мощности: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза» [3]. Известны случаи применения СДПМ и в качестве гребного двигателя. Мощность СДПМ при этом составляет единицы и десятки милливатт.

Применение синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов в генераторном режиме ограничено возможностью стабилизации напряжения традиционным методом вследствие отсутствия обмотки возбуждения. Однако возможно осуществлять стабилизацию напряжения специальными устройствами. Среди стабилизаторов напряжения наиболее совершенными являются устройства, в основе работы которых лежит принцип импульсного регулирования переменного напряжения [4–6].

Принципы построения стабилизаторов напряжения переменного тока

Возможны два варианта построения импульсных СНПТ [7]. В первом из них контролируется действующее, среднее или амплитудное значение напряжения переменного тока. Для его определения необходим интервал наблюдения, равный или кратный половине периода измеряемого напряжения. Во втором варианте контролируются мгновенные значения напряжения переменного тока.

Недостаток первого варианта — ограничение быстродействия, определяемое интервалом измерения напряжения, и сохранение отклонения формы стабилизируемого напряжения от синусоидальной.

Первый вариант построения СНПТ можно использовать при малых искажениях формы напряжения и отсутствии кратковременных выбросов и провалов напряжения или при нечувствительности к ним потребителей. Недостаток второго варианта — необходимость в синусоидальном задающем напряжении, синхронном с входным (стабилизруемым) напряжением. Один из возможных вариантов получения источника задающего напряжения предложен в [9].

Стабилизация амплитуды переменного напряжения

Пример реализации СНПТ по первому варианту [7, 8] представлен на рис. 1. Использование схемы построения стабилизатора с вольтодобавкой позволяет снизить требования к допустимому напряжению транзисторов, реализующих ключ К понижающего импульсного преобразователя (ИП).

ИП состоит из транзисторного ключа К, переключающегося с высокой частотой F из положения «1» в положение «2», и LC -сглаживающего фильтра Ф. Благодаря высокой частоте коммутации К пульсации напряжения на выходе ИП практически незаметны уже при незначительных величинах L и C .

Нестабильное сетевое напряжение U_C подается на обмотки W , W_1 вольтодобавочного автотрансформатора АТ. Стабильное выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ на нагрузке Z_H представляет собой сумму напряжения на основной обмотке W , равного $U_C W / (W + W_1)$, и выходного напряжения понижающего ИП, подключенного к вольтодобавочной обмотке W_2 , практически равного $\gamma U_C W_2 / (W + W_1)$, где $\gamma = \tau / T$, $T = 1/F$ — период коммутации ключа К ИП, τ — время пребывания ключа в положении «1» в течение периода T . Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = \frac{W + \gamma W_2}{W + W_1} U_C. \quad (1)$$

Стабилизатор автоматически устанавливает величину $\gamma = \tau / T$, обеспечивающую сохранение $U_{\text{вых}} = \text{const}$ при изменении U_C .

В рассматриваемом СНПТ стабилизируется амплитуда переменного напряжения $U_{\text{твых}}$. Она измеряется с помощью двухполупериодной схемы выпрямления В и устройства выборки и хранения УВХ, синхронизированного с напряжением сети, в каждом полупериоде. Интегральный регулятор Р интегрирует разность между заданной амплитудой выходного напряжения $U_{\text{мз}}$ и действительной его амплитудой $U_{\text{твых}}$. Выходное напряжение регулятора Р поступает на широтно-импульсный модулятор (ШИМ), импульсы которого через драйвер Д управляют переключением транзисторного ключа К.

Интегральный регулятор обеспечивает отсутствие статической ошибки как при изменении U_C , так и при изменении тока нагрузки.

Динамические параметры СНПТ могут быть достаточно высокими, если выбрать параметр регулятора Р таким, чтобы переходный процесс при скачке амплитуды напряжения

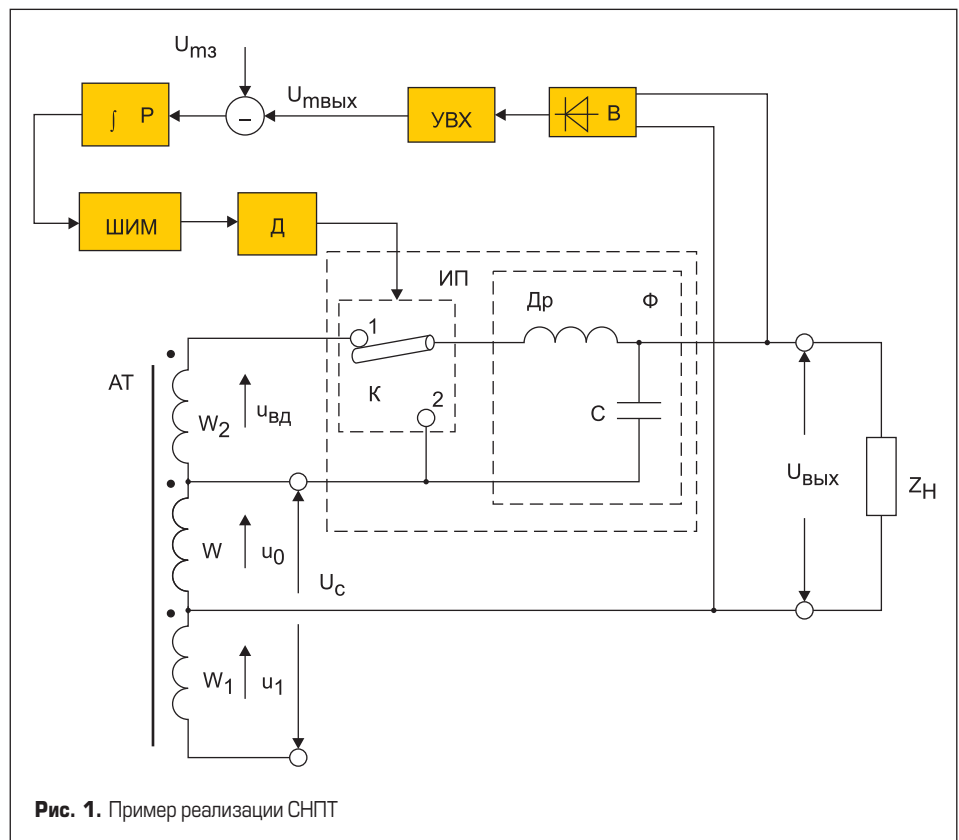


Рис. 1. Пример реализации СНПТ

заканчивался за один период дискретности, т. е. за половину периода напряжения сети.

Пренебрегая падениями напряжения внутри обмоток, число витков обмоток АТ несложно рассчитать, исходя из пределов изменения U_C : $U_{C\text{min}} \leq U_C \leq U_{C\text{max}}$ и заданного выходного напряжения $U_{\text{вых}3} = U_{\text{мз}} / \sqrt{2}$:

$$W_1 = (1-b)W/b; \quad W_2 = (a-b)W/b; \quad a = U_{\text{вых}}/U_{C\text{min}}; \quad b = U_{\text{вых}}/U_{C\text{max}}. \quad (2)$$

Число витков базовой обмотки W должно быть рассчитано на напряжение $(U_{C\text{max}}b)$.

Для приближенного учета падения напряжения на внутреннем сопротивлении обмоток можно $U_{C\text{min}}$ уменьшить на величину, определяемую процентом падения напряжения под нагрузкой для трансформаторов данной мощности.

Стабилизация мгновенных значений напряжения

Второй вариант построения СНПТ требует контроля мгновенных значений выходного напряжения и возможности изменения $\gamma = \tau / T$ в каждом интервале дискретности ИП. Его достоинство — возможность исправлять отклонения формы напряжения от синусоидальной [4], а также — большее быстродействие, позволяющее реагировать на короткие всплески и провалы напряжения сети.

При построении стабилизатора по второму варианту необходимо учитывать следующие его особенности.

Первая из них состоит в необходимости изменять знак обратной связи при изменении полярности стабилизируемого напряжения. Действительно, в положительный полупери-

од положительная разность мгновенных значений заданного и действительного значения выходного напряжения вызывает увеличение τ , а следовательно, и выходного напряжения. Отклонение его от заданного значения уменьшается. В отрицательный же полупериод при таком же соотношении абсолютных величин заданного и действительного мгновенных значений выходного напряжения их разность оказывается уже отрицательной. Это вызывает уменьшение τ , а значит, и абсолютной величины выходного напряжения ИП.

Можно избежать этого затруднения, если сравнивать модули мгновенных значений заданного и действительного выходного напряжений. Это требует совпадения фаз заданного и стабилизируемого напряжений. При фиксированной нагрузке можно подобрать фазу заданного напряжения равной фазе выходного напряжения в установившемся режиме. Кроме того, следует учитывать, что вследствие малого выходного сопротивления сглаживающего фильтра ИП фаза выходного напряжения незначительно отличается от фазы стабилизируемого напряжения U_C .

Следующая важная особенность заключается в невозможности получения на выходе гармонического напряжения при его регулировании по принципу обратной связи. Действительно, пренебрегая малым выходным сопротивлением сглаживающего фильтра ИП, значение гладкой составляющей выходного сопротивления СНПТ можно описать следующим выражением:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_0(t) + \gamma u_{\text{вд}}(t). \quad (3)$$

Значение γ при регулировании выходного напряжения по принципу обратной

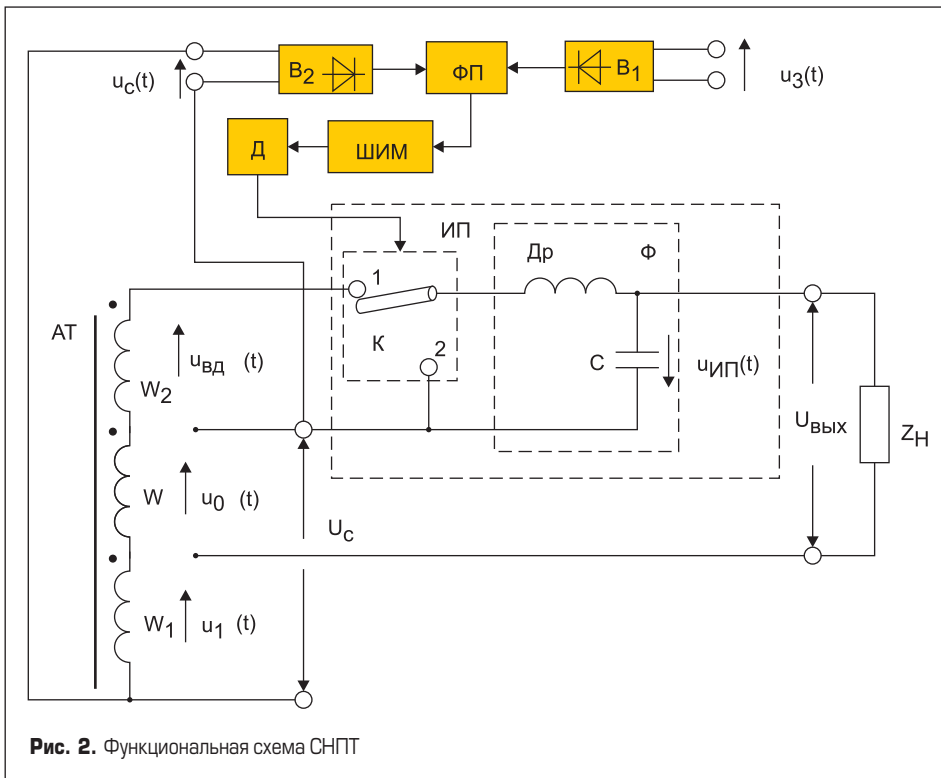


Рис. 2. Функциональная схема СНПТ

связи в положительном полупериоде пропорционально разности заданного и действительного значений выходного напряжения, т. е.:

$$\gamma = k[u_3(t) - u_{\text{ВЫХ}}(t)]. \quad (4)$$

Из выражений (3, 4) получаем:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = [u_0(t) + k u_3(t) u_{\text{ВД}}(t)] / [1 + k u_{\text{ВД}}(t)]. \quad (5)$$

Даже при синусоидальных функциях \$u_0(t)\$, \$u_{\text{ВД}}(t)\$, \$u_3(t)\$, имеющих одинаковую фазу, \$u_{\text{ВЫХ}}(t)\$ согласно (5) оказывается несинусоидальной функцией.

Если выходные сопротивления автотрансформатора и фильтра достаточно малы, можно обойтись и без обратной связи. В этом случае выходное напряжение СНПТ практически не зависит от тока нагрузки. Влияние изменения напряжения \$u_c\$ на \$u_{\text{ВЫХ}}\$ можно скомпенсировать, изменяя \$\gamma\$ в зависимости от изменения соотношения мгновенных значений \$u_c(t)\$ и \$u_3(t)\$, т. е. используя управление по возмущению.

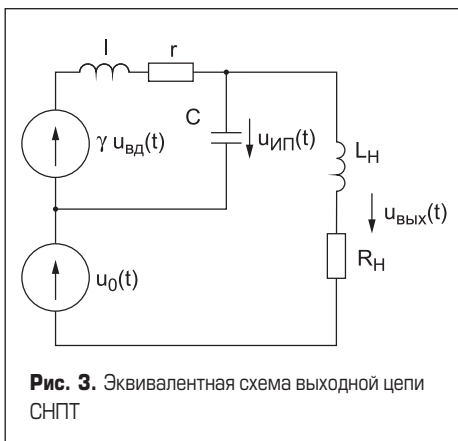


Рис. 3. Эквивалентная схема выходной цепи СНПТ

Функциональная схема СНПТ при регулировании мгновенных значений напряжения

На рис. 2 представлена функциональная схема СНПТ, регулирующая абсолютную величину мгновенных значений выходного напряжения по принципу управления по возмущающему воздействию (по разомкнутому контуру управления). Функциональные элементы АТ, К, Ф, \$Z_H\$, \$B_{(1,2)}\$, Р, ШИМ, Д соответствуют элементам СНПТ (рис. 1), построенного по первому варианту. Функциональный преобразователь (ФП) осуществляет управление по возмущающему воздействию, т. е. изменяет величину \$\gamma = \tau/T\$ в зависимости от изменения \$u_c(t)\$.

Считая частоту коммутации ИП \$F\$ намного превышающей частоту стабилизируемого напряжения \$f(F \gg f)\$, можно ИП заменить его предельной непрерывной моделью [10], представляющей собой управляемый источник напряжения \$\gamma u_{\text{ВД}}\$, где \$u_{\text{ВД}} = u_c(t) W_2 / (W + W_1)\$ — напряжение вольтодобавки. Это позволяет представить эквивалентную схему выходной цепи СНПТ в виде, изображенном на рис. 3.

Учитывая малое выходное сопротивление LC сглаживающего фильтра ИП, проще всего получить уравнение функционального преобразователя из условия равенства суммы напряжений на основной обмотке \$W\$ АТ, равного \$u_0(t)\$, и напряжения на входе сглаживающего фильтра ИП \$u_{\text{Ф}}(t)\$ заданному напряжению:

$$u_0(t) + u_{\text{Ф}}(t) = u_3(t), \quad (6)$$

где \$u_{\text{Ф}}(t)\$ — гладкая составляющая напряжения, \$u_{\text{Ф}}(t) = \gamma(t) \times u_{\text{ВД}}(t)\$.

Пренебрегая падением напряжения на внутренних сопротивлениях обмоток АТ и учитывая равенство

$$u_0(t) + u_1(t) = u_c(t), \quad (7)$$

получаем (деля выражения (6) и (7)):

$$[u_0(t) + \gamma(t) u_{\text{ВД}}(t)] / [u_0(t) + u_1(t)] = u_3(t) / u_c(t). \quad (8)$$

Из уравнения (8) с учетом пропорциональности напряжения числу витков соответствующей обмотки АТ находим:

$$\begin{aligned} \gamma(t) &= \alpha \frac{u_3(t)}{u_c(t)} - \beta, \\ \alpha &= \frac{W + W_1}{W_{\text{ВД}}} = \text{const}, \\ \beta &= \frac{W}{W_{\text{ВД}}} = \text{const}. \end{aligned} \quad (9)$$

Таким образом, при определении текущего значения \$\gamma = \tau/T\$ наибольшую трудность представляет деление \$u_3(t)\$ на \$u_c(t)\$ в режиме реального времени. Поскольку практическое совпадение фаз \$u_c(t)\$ и \$u_3(t)\$ позволяет регулировать абсолютные значения \$u_{\text{ВЫХ}}(t)\$, можно использовать не четырехквadrantное устройство деления, а одноквadrantное, значительно более простое.

Очевидно, что изменяться значения \$\gamma\$ будут только при изменении амплитуды \$u_c(t)\$ или при наличии высших гармоник в его составе.

Определение параметров сглаживающего LC-фильтра ИП переменного тока

Для обеспечения допустимых пульсаций выходного напряжения импульсного СНПТ необходимо обеспечить размах пульсаций напряжения на конденсаторе \$\Delta u_{Cm}\$ не больше удвоенной амплитуды допустимых пульсаций \$\Delta u_m\$; \$\Delta u_{Cm} < 2 \Delta u_m\$. Величина \$\Delta u_{Cm}\$ зависит от значений \$\gamma = \tau/T\$, \$l\$ и \$C\$ и мгновенных значений \$u_{\text{ВД}}(t)\$. Поэтому следует оценивать максимальное значение \$\Delta u_{Cm}\$.

Поскольку частота коммутации ИП \$F\$ на полтора-два порядка превосходит частоту стабилизируемого напряжения \$f\$, импульсы на входе его LC-фильтра практически прямоугольные. Амплитуда их изменяется по синусоидальному закону, а длительность регулируется ШИМ. Учитывая практически пилообразный характер пульсаций тока дроселя, можно определить их размах:

$$\Delta i_{\text{дм}} = \frac{|u_{\text{ВД}}| (1 - \gamma) \gamma T}{l} \quad (10)$$

и убедиться, что при \$\gamma = 1/2\$ и фиксированном значении \$u_{\text{ВД}}\$ \$\Delta i_{\text{дм}}\$ имеет максимум:

$$\Delta i_{\text{дм}} = \frac{|u_{\text{ВД}}| T}{4l}. \quad (11)$$

Интегрируя пульсации тока и считая, что они замыкаются только через конденсатор C фильтра ИП, получаем:

$$\Delta u_{Cm} = \frac{|u_{\text{ВД}}| T^2}{8lC}. \quad (12)$$

Очевидно, что Δu_{Cm} имеет наибольшее значение в моменты, когда $|u_{вд}|$ достигает максимума ($|u_{вд}| = U_{вдm}$), и составляет

$$\Delta u_{Cm} = \frac{u_{вд} T^2}{8IC} = \frac{U_{вдm}}{8ICF^2}. \quad (13)$$

Из последней формулы очевидна свобода в выборе значений l и C при сохранении неизменным их произведения:

$$lC = \frac{U_{вдm}}{8\Delta u_{Cm} F^2} = q = \text{const}.$$

При выборе значений индуктивности l и емкости C желательно получить наименьшее выходное сопротивление СНПТ на частоте стабилизируемого напряжения f (рис. 3):

$$Z_{\text{ввых}}(j\omega) = \frac{Z_{\text{д}} Z_{\text{с}}}{Z_{\text{д}} + Z_{\text{с}}} = \frac{r + j\omega l}{j\omega C + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{r + j\omega l}{1 - \omega^2 lC + jr\omega C}. \quad (14)$$

Оценив величину $\omega^2 lC$ с учетом выражения (13), получаем $\omega^2 lC = 1/8(\omega/F)^2 U_{вдm} / \Delta u_{Cm}$, что дает при $\omega/F = 10^{-2}$; $U_{вдm} / \Delta u_{Cm} = 10^2$; $\omega^2 lC = 1/800 = 1,25 \times 10^{-3} \ll 1$. Это позволяет в знаменателе формулы (14) пренебречь величиной $\omega^2 lC$. В результате получаем:

$$|Z_{\text{ввых}}(j\omega)|^2 = \frac{r^2 + \omega^2 l^2}{1 + r^2 \omega^2 C^2}.$$

Учитывая, что сопротивление дросселя растет приблизительно пропорционально числу витков, а индуктивность его — пропорционально их квадрату, можно принять $r^2 \approx kl$, $k = \text{const}$ и считать

$$|Z_{\text{ввых}}(j\omega)|^2 \approx \frac{(k^2 l + \omega^2 l^2)}{1 + kl\omega^2 C^2} = \frac{k^2 l + \omega^2 l^3}{l + q},$$

$$q = k\omega^2 l^2 C^2 = \text{const}. \quad (15)$$

Дифференцируя, получаем:

$$d|Z_{\text{ввых}}(j\omega)|^2/dl = [(k^2 l + 2\omega^2 l^3) + q(2kl + 3\omega^2 l^2)] / (l+q)^2. \quad (16)$$

Из выражений (15), (16) следует, что при увеличении l от 0 выходное сопротивление $|Z_{\text{ввых}}(j\omega)|$ монотонно возрастает от нулевого значения. При этом добротность последовательного rlC -контура

$$Q = \frac{\sqrt{l/C}}{r} = \sqrt{\frac{l}{r^2 C}} = \sqrt{\frac{l}{klC}} = \frac{1}{\sqrt{kC}}$$

с уменьшением l , а значит, с увеличением C , уменьшается. Это приводит к уменьшению колебаний в контуре и более быстрому затуханию их в переходных процессах.

Таким образом, с точки зрения уменьшения выходного сопротивления ИП и уменьшения добротности фильтра желательно уменьшать l и увеличивать C .

Разумеется, необходимо исследование, учитывая особенности элементов фильтра на высоких частотах (десятки килогерц).

Следует иметь в виду, что оценивать малость выходного сопротивления ИП следует по отношению к сопротивлению нагрузки СНПТ. Поэтому чем больше нагрузка, то есть чем меньше $Z_{\text{н}}$, тем меньше должно быть выходное сопротивление ИП.

В качестве примера приблизительно оценим свойства СНПТ на выходное напряжение $U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$, $f = 50 \text{ Гц}$ при мощности нагрузки $P_{\text{н}} = 2 \text{ кВт}$, $\cos\phi = 0,8$ при возможных изменениях сетевого напряжения $160 \text{ В} \leq U_{\text{с}} \leq 250 \text{ В}$.

Вычисления с использованием формул (2) и (9) дают номинальные значения величин $U_{\text{ОН}} = 193,6 \text{ В}$; $U_{\text{ВДН}} = 108,9 \text{ В}$; $\gamma_{\text{н}} = 24/99$ и пределы их изменения: $140,8 \text{ В} < U_{\text{О}} < 220 \text{ В}$; $79,2 \text{ В} < U_{\text{ВД}} < 123,75 \text{ В}$; $0 < \gamma < 1$.

Приняв $F = 200f = 10^4 \text{ Гц}$, $\Delta u_{Cm} \leq 1 \text{ В}$, согласно (13) находим:

$$lC = \frac{U_{\text{ВДм}}}{8\Delta u_{Cm} F^2} = \frac{123,75\sqrt{2}}{8 \times 1 \times (10^4)^2} = 21,9 \times 10^{-8} \text{ Гн} \times \Phi = 219 \text{ мГн} \times \text{мкФ}$$

Выбираем $C = 200 \text{ мкФ}$, $l = 1,1 \text{ мГн}$. Активное сопротивление дросселя примем таким, чтобы потери в нем не превышали 0,5% мощности нагрузки, т. е. $r = 0,005R_{\text{н}}$.

Определим

$$I_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}} \cos\phi} = \frac{2000}{220 \times 0,8} = 11,36 \text{ А},$$

$$Z_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = 19,36 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{н}} = Z_{\text{н}} \cos\phi = 15,488 \text{ Ом},$$

$$\omega L_{\text{н}} = Z_{\text{н}} \sin\phi = 11,616 \text{ Ом},$$

$$L_{\text{н}} \approx 0,037 \text{ Гн},$$

примем $r = 0,005R_{\text{н}} = 0,07744 \text{ Ом}$.

Добротность фильтра $Q = \sqrt{l/C} / r \approx 30$.

Выходное сопротивление ИП без учета сопротивления ключа K

$$|Z_{\text{ввых}}(j\omega)| = \frac{\sqrt{r^2 + (\omega l)^2}}{\sqrt{1 + r^2 \omega^2 C^2}} \approx 0,354 \text{ Ом}.$$

Согласно функциональной схеме СНПТ (рис. 2) построена непрерывная математическая модель СНПТ, представленная в системе MATLAB 6.5, Simulink 5 (рис. 4).

Стабилизируемое напряжение $u_{\text{с}}(t)$ в модели СНПТ получается с помощью двух генераторов синусоидального сигнала Sine Wave2 и Sine Wave3. Первый из них дает гармонику основной частоты, а второй — основную высшую гармонику, например третью. Очевидно, можно учесть и другие высшие гармоники. Мгновенные значения заданного напряжения $u_3(t)$ дает блок Sine Wave1. ИП представлен блоком умножения Product 2, на один вход которого подано напряжение вольтдобавки $u_{\text{ВД}}(t)$, а на другой — γ с ФП, описываемого выражением (9).

В модели ФП представлен замкнутой системой, состоящей из блока умножения Product1, интегратора Integrator, усилителя Gain1 с большим коэффициентом усиления, усилителя Gain4 с коэффициентом усиления α , источника постоянного сигнала β Constant и ограничителя значений γ ($0 < \gamma < 1$) Saturation. На вход замкнутой системы с блока выделения модуля Abs1 поступает $|u_3(t)|$. Отрицательная обратная связь реализована с помощью блока Product 2, на один вход которого с блока Abs2 поступает $|u_{\text{с}}(t)|$, а на другой вход — выходной сигнал замкнутой системы. Благодаря высокому коэффициенту усиления Gain4, на выходе

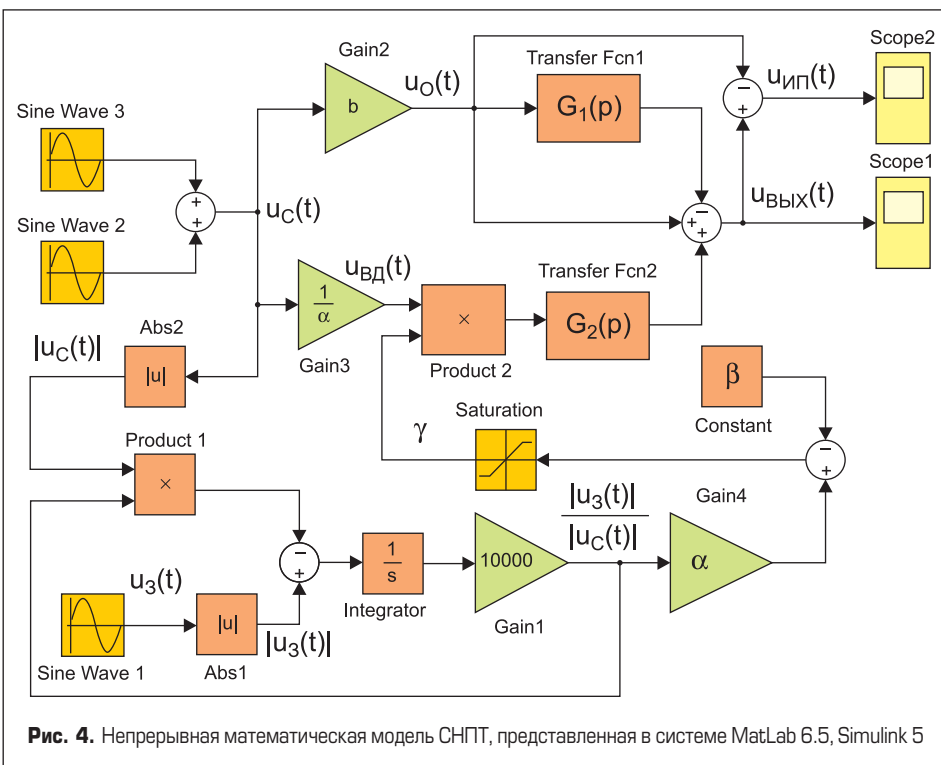


Рис. 4. Непрерывная математическая модель СНПТ, представленная в системе MatLab 6.5, Simulink 5

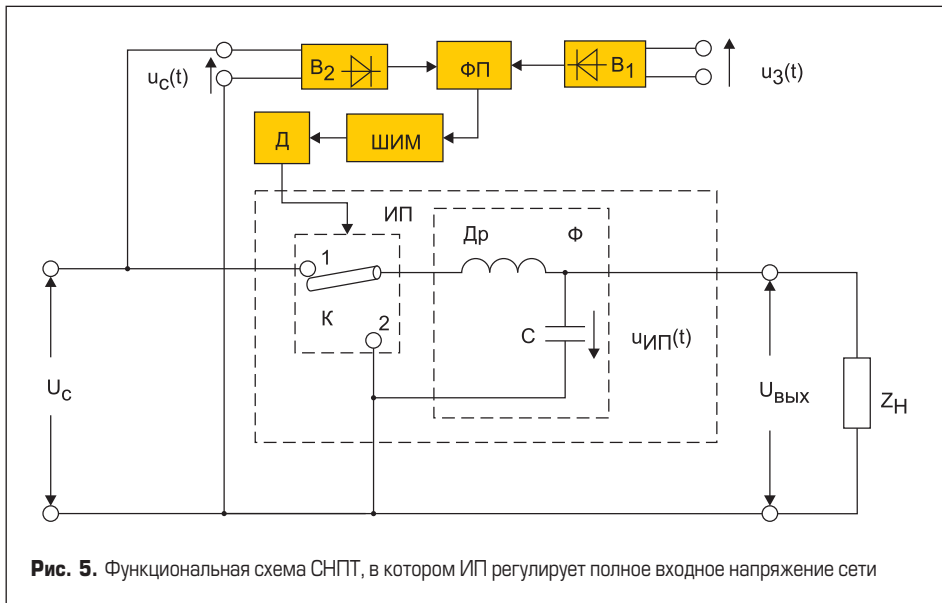


Рис. 5. Функциональная схема СНПТ, в котором ИП регулирует полное входное напряжение сети

замкнутой системы получается необходимое значение отношения $|u_3(t)|/|u_C(t)|$.

Усилители Gain2 и Gain3 с коэффициентами усиления соответственно $b = W/(W+W_1)$ и $1/\alpha = W_2/(W+W_1)$ позволяют получить напряжения $u_{ВД}(t)$ и $u_o(t)$. На основании полученной из схемы выходной цепи (рис. 3) связи изображений по Лапласу напряжений $u_{ВЫХ}(t)$, $u_{ИП}(t)$, $u_o(t)$:

$$U_{ВЫХ}(p) = (1-G_1(p)) \times U_o(p) + G_2(p) \times \gamma U_{ВД}(p), \quad (17)$$

где:

$$G_1(p) = (lp+r) / Q(p), \\ G_2(p) = (L_H p + R_H) / Q(p), \\ Q(p) = L_H l C p^3 + C(R_H l + r L_H) p^2 + (L_H + l + r R_H C) p + r + R_H$$

определены передаточные функции блоков Transfer Fcn1 и Transfer Fcn2.

По исходным данным были рассчитаны параметры $\alpha = 1/0,495$; $\beta = 16/9$; $b = 0,88$; параметры передаточных функций $G_1(p)$ и $G_2(p)$ и проведено моделирование при номинальном напряжении сети $U_C = 220$ В и отсутствии высших гармоник. Интегрирование по методу ode15s с ограничением максимального шага величиной 10^{-6} дало значение выходного напряжения $U_{ВЫХ1} = 217,4646$ В при начальной фазе $\varphi_u = -0,0125$ рад ($-0,7168^\circ$) и $\gamma = 0,2424$ (24/99). Увеличение амплитуды задающего напряжения в $220/U_{ВЫХ1}$ раз дало $U_{ВЫХ2} = 220,05$ В при $\gamma = 0,265978$. Расчетное значение, полученное по формуле (17), $U_{ВЫХ} = 220,0494$ В; $\varphi_u = -0,0126$ рад ($-0,7197^\circ$).

Моделирование при $U_C = 250$ В и отсутствии высших гармоник дало $U_{ВЫХ} = 219,472$ В и $\gamma = 0,02073$, а при $U_C = 165$ (162) В получено $U_{ВЫХ} = 221,112$ (221,170) В и $\gamma = 0,94723$ (0,99769).

Введение искажения формы $u_C(t)$ в виде третьей гармоники с действующим значением $U_3 = 10$ В дало при действующем значении

первой гармоники $U_1 = 220$ В следующие результаты.

При нулевой начальной фазе третьей гармоники в выходном напряжении $U_{3\text{ Вых}}$ составила 2,0717 В, а при начальной фазе, равной $-\pi$, она составила 2,0720 В. Поскольку сумма напряжений $u_o(t)$ и $\gamma u_{ВД}(t)$ практически не содержит третьей гармоники, наличие ее в выходном напряжении объясняется связью основной обмотки W_o с нагрузкой через конденсатор фильтра ИП. Расчет третьей гармоники в выходном напряжении по схеме выходной цепи СНПТ дает 2,0762 В в обоих случаях.

Неполная компенсация высших гармоник — следствие использования принципа вольтодобавки, необходимого для снижения требований по допустимому напряжению к транзисторам, реализующим ключ К в ИП (рис. 2). Избежать этого недостатка можно, отказавшись от использования схемы вольтодобавки, что потребует для реализации ключа К транзисторов, выдерживающих амплитуду максимального напряжения сети. Разумеется, и фильтр Ф надо рассчитывать на полное выходное напряжение $u_3(t)$.

На рис. 5 представлена функциональная схема СНПТ, в котором ИП регулирует полное входное напряжение сети. Ее напряжение не должно падать ниже номинального выходного напряжения. При наличии высших гармоник в сетевом напряжении должен предусматриваться дополнительный запас напряжения для их компенсации. В противном случае необходим повышающий автотрансформатор, отличающийся от АТ схемы рис. 2 отсутствием обмотки W_1 . Функциональный преобразователь в этом случае выполняет только операцию деления: $|u_3(t)| / |u_C(t)|$.

Согласно функциональной схеме СНПТ (рис. 5), построена непрерывная математическая модель СНПТ, представленная в системе MATLAB 6.5, Simulink 5 (рис. 6).

Передаточная функция звена Transfer Fcn получена с учетом включения конденсатора С фильтра Ф параллельно нагрузке и имеет вид:

$$G(p) = G_2(p) = (L_H p + R_H) / Q(p),$$

где

$$Q(p) = L_H l C p^3 + C(R_H l + r L_H) p^2 + (L_H + l + r R_H C) p + r + R_H$$

Вычисление $G(i\omega)$ при $\omega = 100\pi$ рад/с и тех же параметрах фильтра и нагрузки дает $|G(i\omega)| = 1,007721$; $Arg\{|G(i\omega)|\} = -0,0168758$ рад. Введя $U_3 = 220 / |G(i\omega)|$, в результате моделирования при $U_C = 250$ В получаем точное значение $U_{ВЫХ} = 220$ В и $\gamma = 0,8733$. Введение в $u_C(t)$ третьей гармоники с начальной фазой 0 и π при $U_3 = 10$ В не приводит к ее появлению в $u_{ВЫХ}(t)$.

Изменение U_C в пределах, не требующих для стабилизации выходного напряжения превышения линейной зоны ШИМ ($0 < \gamma < 1$), не вы-

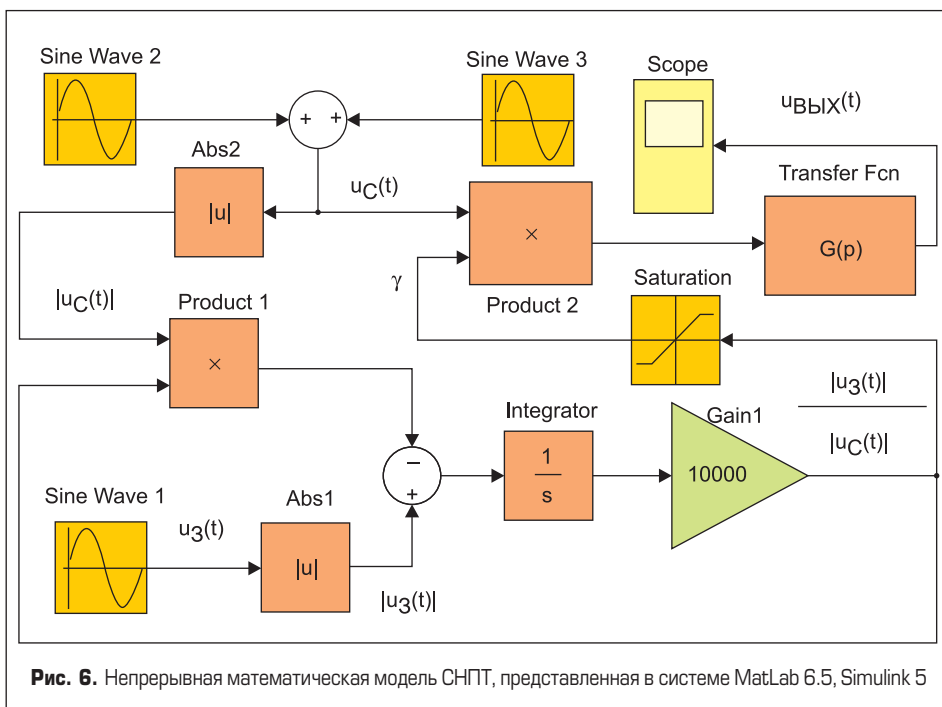


Рис. 6. Непрерывная математическая модель СНПТ, представленная в системе MatLab 6.5, Simulink 5

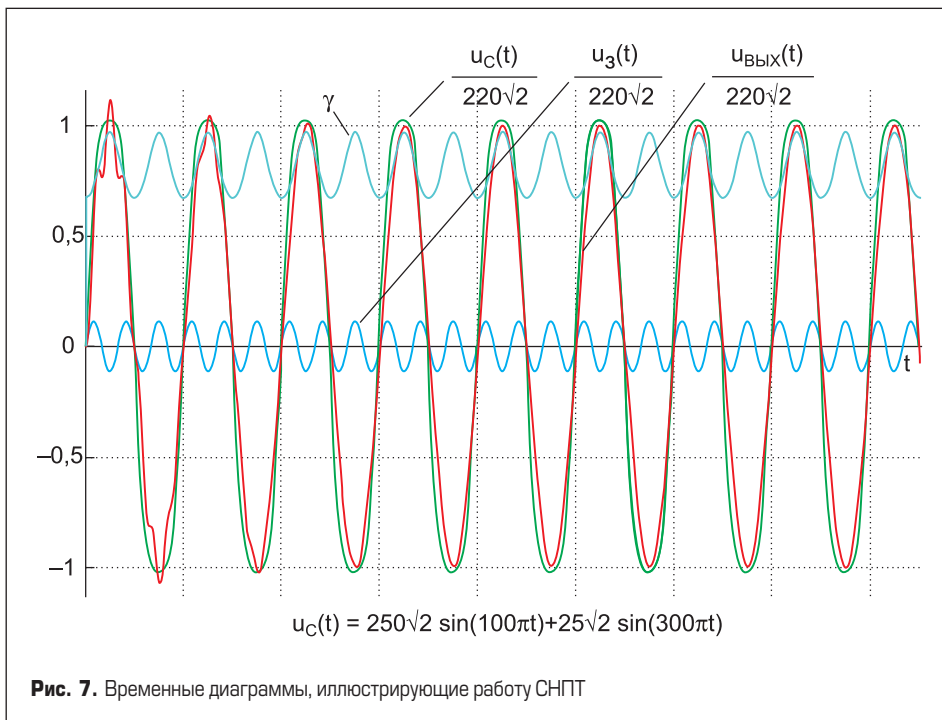


Рис. 7. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ШПТ

зывает изменения $U_{\text{вых}} = 220$ В. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ШПТ при амплитуде третьей гармоники $U_{3m} = 25\sqrt{2}$ В близкой к предельной, представлены на рис. 7.

добротности следует увеличивать емкость конденсатора и уменьшать индуктивность дросселя.

Выводы

- Импульсный ШПТ, построенный на основе понижающего ИП, позволяет не только поддерживать постоянную величину напряжения, но и исправлять его форму.
- Для возможности изменения стабилизируемого напряжения с помощью понижающего ИП в обоих направлениях необходимы специальные схемные решения.
- Построение импульсного ШПТ по схеме вольтодобавки снижает требования к допустимому напряжению транзисторов и конденсатора фильтра ИП, но не позволяет полностью исключить высшие гармоники входного напряжения в выходном напряжении.
- Отказ от использования схемы вольтодобавки позволяет практически полностью исключить высшие гармоники входного напряжения в выходном напряжении, но требует более высоковольтных транзисторов и конденсатора фильтра.
- При построении импульсного ШПТ рационально использовать принцип управления по разомкнутому контуру, поскольку использование принципа обратной связи приводит к искажению формы выходного напряжения. Кроме того, снимается проблема устойчивости замкнутого контура при достаточно высокой точности стабилизации.
- Сглаживающее действие фильтра ИП зависит от произведения емкости конденсатора и индуктивности дросселя. Для уменьшения выходного сопротивления фильтра и его

Литература

1. Герценберг Г. Р. Автоматический регулятор напряжения для гидрогенераторов с ионной системой возбуждения для Волжской ГЭС имени В. И. Ленина // Вестник электропромышленности. 1961. № 6.
2. Вилесов Д. В., Недялков С. К. Автоматизация судовых электроэнергетических систем. Л.: Изд-во ЛКИ. 1988.
3. Панкратов В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза // Электронные компоненты. 2007. № 2.
4. Крапивников В. В. Способ управления двигателем переменного тока. Авт. свид. СССР № 248834.
5. Тимченко Н. М., Жуков В. И. Импульсный стабилизатор переменного напряжения. Авт. свид. СССР № 472339.
6. Коршунов А. И. Анализ установившихся режимов импульсных преобразователей напряжения переменного тока // Электричество. 2005. № 11.
7. Коршунов А. И. Импульсный стабилизатор переменного напряжения. Авт. свид. РФ № 2246127.
8. Коршунов А. И. Импульсные преобразователи напряжения переменного тока // Силовая электроника. 2006. № 1.
9. Коршунов А. И. Источник эталонного напряжения импульсного стабилизатора напряжения переменного тока // Электричество. 2006. № 1.
10. Коршунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры // Известия вузов. Приборостроение. 2009. № 9.