

Преобразование гармонических напряжений синхронного тахогенератора в постоянное напряжение методом квадратичного умножения

ИВАНОВ Е.С., ПЯТКОВ М.И.

Предлагается метод преобразования выходных фазных напряжений синхронного тахогенератора в напряжение постоянного тока, пропорциональное частоте вращения вала тахогенератора, не имеющее методических погрешностей, зависящих от частоты вращения (пульсаций). Для реализации предложенного метода требуется наличие на одном валу с тахогенератором цифрового датчика угла поворота контролируемого вала. Линейный параллельный код угла цифрового датчика преобразуется в коды гармонических функций, которые в цифроаналоговом устройстве умножаются на фазные напряжения тахогенератора.

Ключевые слова: тахогенератор, частота вращения, пульсации, цифровой датчик угла, цифроаналоговое умножение

В состав следящих приводов (СП) повышенной точности входят датчики частоты вращения регулируемого вала – тахогенераторы (ТГ). Наиболее надёжными из них являются синхронные многофазные ТГ (СТГ) благодаря простоте конструкции и линейной зависимости ЭДС фазных обмоток от частоты вращения регулируемого вала. Выходной сигнал СТГ — гармонические ЭДС фазных обмоток, амплитуда и частота которых пропорциональны контролируемой частоте вращения. В то же время на вход регулятора СП для сравнения с сигналом заданной частоты вращения необходимо подавать сигнал постоянного тока, пропорциональный фактической частоте вращения и меняющий знак при изменении направления вращения контролируемого вала, т.е. необходимо преобразование выходного сигнала СТГ.

Наиболее распространённым способом такого преобразования являются многочисленные фазочувствительные устройства многофазного выпрямления. Преобразованные таким способом сигналы СТГ помимо «полезной» постоянной составляющей обязательно содержат пульсации (фрагменты синусоид). Пульсации выпрямленных сигналов СТГ не позволяют достичь высокого качества слежения за задаваемым в СП законом изменения частоты вращения и тем самым сводят на нет эксплуатационные преимущества СТГ. Фильтрация пульсаций ТГ реактивными элементами снижает динамические показатели СП, а при малой частоте вращения вообще неэффективна.

Особенно нежелательны пульсации ТГ для низкооборотных СП без механических редукторов между нагрузкой и исполнительным двигателем привода — приходится размещать ТГ на тихоходном контролируемом валу.

В статье предлагается такое преобразование гармонических ЭДС фазных обмоток СТГ, которое при принятых допущениях принципиально исключает пульсации выпрямленного сигнала и приводит к возрастанию постоянной составляющей выпрямленного сигнала пропорционально числу фаз СТГ.

Допущения: фазные напряжения СТГ не содержат высших гармоник; на одном валу с СТГ установлен датчик угла (ДУ), входящий в состав цифрового датчика угла (ЦДУ) (рис. 1). В общем случае в состав ЦДУ входит электронный формирователь цифрового кода (ЭФЦК). Выходным сигналом ЦДУ является цифровой параллельный код угла поворота контролируемого вала $q - N_q$.

Второе допущение выполнимо для большинства СП. Для тихоходных СП повышенной точности без силового механического редуктора СТГ размещается на выходном контролируемом валу, который обязательно снабжается высокоразрядным ЦДУ. Для СП, в которых СТГ размещён на высокооборотном валу (например, в СП с исполнительным асинхронным двигателем, управляемым частотно-токовым способом), в качестве ЦДУ может быть использован оптико-механический ЦДУ, принцип действия которого основан на электрическом сканировании штриховых растров. Оптико-механические ЦДУ серии ЛИР работоспособны при частоте вращения контролируемого вала до 10000 об/мин.

Предлагаемое преобразование сигналов m -фазного СТГ сводится к трём операциям.

Во-первых, из цифрового кода N_q для каждого m -фазного напряжения СТГ U_{ϕ} формируются m дополнительных синусоидальных напряжений единичной амплитуды, каждое из которых отличается

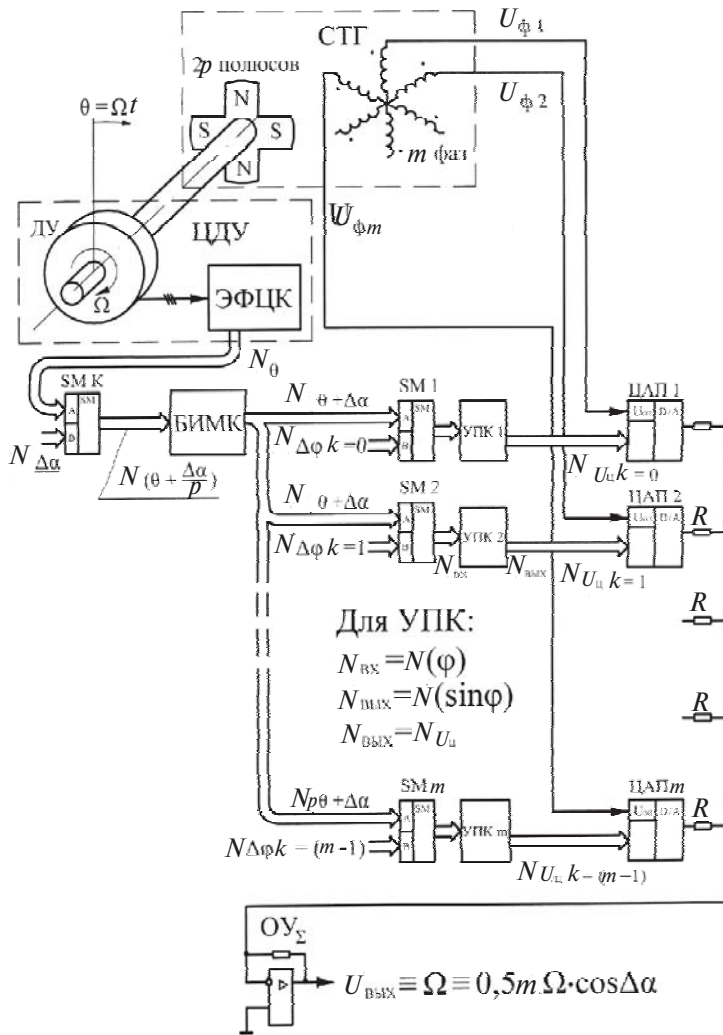


Рис. 1. Функциональная схема преобразования напряжений СТГ методом квадратичного умножения

по фазе от соответствующего напряжения U_{ϕ} на один и тот же угол $\Delta\alpha$. Так как все дополнительные напряжения формируются из цифрового кода, введём для них обозначение $U_{Ц}$ и будем называть их для краткости «цифровыми». Размещение СТГ и ЦДУ на одном и том же валу обеспечивает равенство значений электрической угловой частоты ω в аргументах каждой пары напряжений U_{ϕ} и $U_{Ц}$ независимо от значения механической угловой частоты вращения ω контролируемого вала.

Во-вторых, для каждой пары напряжений U_{ϕ} и $U_{Ц}$ проводится операция умножения. Так как каждый из сомножителей пропорционален функции $\sin l$ (где l – «электрический» угол), произведение $(U_{\phi} \cdot U_{Ц}) \propto \sin^2 l$, поэтому преобразование названо «квадратичным умножением».

В-третьих, все m произведений $(U_{\phi} \cdot U_{Ц})$ суммируются. Как будет показано ниже, получаемая сумма не является функцией l , а равна постоянной величине.

Идея использования для преобразования гармонических напряжений квадратичных тригонометрических функций не нова. В [1] такое преобразование описано для двухфазного СТГ (показан путь аппаратной реализации преобразования на основе известной тригонометрической формулы $(\sin^2 l + \cos^2 l = 1)$, но может применяться и для СТГ с любым числом фаз m .

Фазное напряжение k -й фазы m -фазного СТГ

$$U_{\phi k}(t) = (k_{СТГ} n_{СТГ}) \sin\left(\frac{p}{2} \omega t + k \frac{2\pi}{m} \varphi\right) \quad (1)$$

где $(k_{СТГ} n_{СТГ})$ – амплитуда напряжения любой фазы СТГ; $k_{СТГ}$ – крутизна СТГ, В/об/мин; $n_{СТГ}$ – частота вращения вала СТГ, об/мин; $\omega = p \frac{n_{СТГ}}{30}$ – «электрическая» угловая частота изменения фазного напряжения СТГ; t – текущее время; k – номер фазы СТГ $0 < k < (m - 1)$; p – число пар полюсов СТГ.

В соответствии с (1) цифровое напряжение для k -й фазы СТГ, сформированное из цифрового кода N_q ,

$$U_{Цk}(t) = \text{lsin}\left(\frac{p}{2} \omega t + k \frac{2\pi}{m} \varphi + \Delta\alpha\right) \quad (2)$$

Входящий в (2) угол $\Delta\alpha$ определяется взаимным пространственным угловым смещением роторов и статоров СТГ и ЦДУ при их закреплении на одном валу (рис. 2). Для графической иллюстрации способа формирования напряжения $U_{Ц}(t)$ из кода N_q поставим в соответствие текущим значениям кода N_q напряжение $U_{N_q}(\varphi)$, показанное на самом верхнем графике рис. 2. С ростом угла поворота вала φ это напряжение линейно возрастает в интервале $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, период напряжения $U_{N_q}(\varphi)$, как и угла φ , равен 2π , а его нулевое значение совпадает с $\varphi = 0$. Для $2p$ -по-

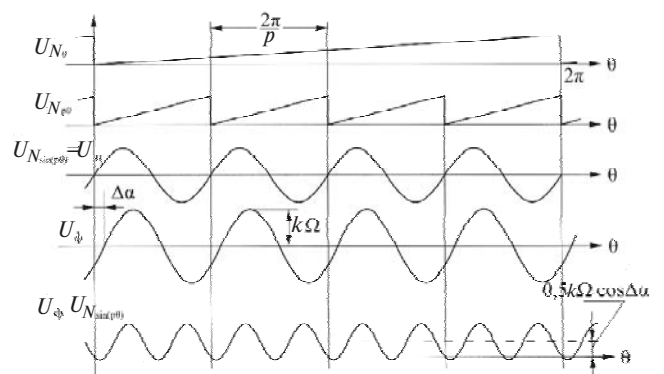


Рис. 2. Временные графики напряжений при преобразовании одного из фазных напряжений СТГ

люсного СТГ из исходного кода N_q должен быть сформирован код N_{pq} с периодом изменения $2p/p$ – этому коду поставлено в соответствие напряжение $U_{N_{pq}}$ (q) на рис. 2. О формировании кода N_{pq} в блоке изменения масштаба кода (БИМК), показанном на рис. 1, будет сказано ниже.

Цифровое напряжение $U_{ц} = U_{N \sin(pq)}$ согласно (2) формируется из кода $U_{N_{pq}}$ (q), период которого равен периоду фазных напряжений синхронного тахогенератора $2p/p$. Нулевое значение $U_{ц}(t)$ совпадает с нулевыми значениями кодов N_q и N_{pq} , а фазное напряжение СТГ $U_{ф}(t)$ смещено по фазе относительно $U_{ц}(t)$ на угол Da (рис. 2). Для каждого фазного напряжения СТГ с использованием $U_{цk}(t)$ формируется произведение

$$\Pi_k(t) = U_{фk}(t) \cdot U_{цk}(t) = (k_{СТГ} n_{СТГ}) \sin \left(\frac{2p}{m} \omega t + k \frac{2p}{m} \omega t + Da \right) \quad (3)$$

График $\Pi_k(q)$ показан на рис. 2.

Суммируем произведения $\Pi_k(t)$ для всех m фаз СТГ. Согласно известной формуле тригонометрии

$$\sin g \cdot \sin d = 0,5[\cos(g-d) - \cos(g+d)].$$

Если обозначить

$$g = \omega t + k \frac{2p}{m} + Da; \quad d = \omega t + k \frac{2p}{m},$$

(3) может быть записано в виде

$$\Pi_k(t) = U_{фk}(t) \cdot U_{цk}(t) = 0,5(k_{СТГ} n_{СТГ}) \left[\cos Da - \cos \left(2\omega t + k \frac{4p}{m} + Da \right) \right] \quad (4)$$

Сумма всех m произведений Π_k , которую требуется сформировать в предлагаемом устройстве из (4), равна:

$$\sum_{k=0}^{k=m-1} \Pi_k = 0,5m(k_{СТГ} n_{СТГ}) \left[\cos Da + \sum_{k=0}^{k=m-1} \cos \left(2\omega t + Da \right) + k \frac{4p}{m} \omega t \right] \quad (5)$$

Сумма тригонометрических функций с дискретно изменяющимся от номера k аргументом (второй член выражения (5)) определяется по [2]:

$$\sum_{k=0}^{k=m-1} \cos[x + k + y] = \cos[x - 0,5(m-1)y] \frac{\sin \frac{my}{2}}{\sin \frac{y}{2}} \quad (6)$$

Для принятых в (1)–(5) обозначений

$$x = 2\omega t + Da; \quad (7)$$

$$y = \frac{4p}{m} \omega t \quad (8)$$

Подставив (6)–(8) во второй член выражения (5), получим:

$$\sum_{k=0}^{k=m-1} \cos \left(2\omega t + Da \right) + k \frac{4p}{m} \omega t = \cos \left(2\omega t + Da \right) + (m-1) \frac{2p}{m} \omega t \frac{\sin 2p}{\sin \frac{2p}{m}} = 0 \quad (9)$$

Выражение (9) равно нулю, так как сомножитель $\sin 2p = 0$.

Согласно (5)–(9) показано, что сформированная сумма произведений фазных напряжений СТГ и напряжений $U_{цk}(t)$ не содержит переменных во времени составляющих (пульсаций выходного напряжения), а является величиной постоянной:

$$\sum_{k=0}^{k=m-1} \Pi_k = 0,5m(k_{СТГ} n_{СТГ}) \cos Da \quad (10)$$

Предлагаемое преобразование переменных во времени фазных напряжений m -фазного СТГ в постоянное напряжение для любых $m \geq 2$ и при компенсации угла взаимного смещения при монтаже СТГ и ЦДУ Da даёт максимально возможное значение выходного напряжения постоянного тока, пропорциональное частоте вращения $n_{СТГ}$ вала СТГ и кратное $0,5m$:

$$\sum_{k=0}^{k=m-1} \Pi_k = 0,5m(k_{СТГ} n_{СТГ}) \quad (11)$$

Из (10) и (11) видно, что преобразованный выходной сигнал растёт с увеличением числа фаз СТГ. Это особенно важно для тихоходных СП без силового механического редуктора, в которых СТГ размещён на выходном валу.

Кроме того, согласно (10) взаимное угловое смещение ЦДУ и СТГ может существенно уменьшить амплитуду выходного сигнала (вплоть до нуля при $Da = 90^\circ$), так что в общем случае требуется компенсация угла Da . Компенсировать взаимное угловое смещение ЦДУ и СТГ можно либо механическим путём (разворотом статора ДУ ЦДУ или статора СТГ), либо цифровым способом (показано на рис. 1). Цифровая компенсация предпочтительнее, так как реализация возможности разворота статоров ДУ или СТГ с последующей их надёжной фиксации существенно усложняет конструкцию устройства. Отметим, что взаимное угловое смещение хотя и уменьшает выходной сигнал СТГ, но не генерирует в нём пульсаций.

Схема, обеспечивающая формирование напряжений $U_{\psi k}(t)$ для каждой фазы СТГ и их перемножение на $U_{\phi k}(t)$, показана на рис. 1.

Для многополюсных СТГ ($p > 1$) требуется преобразовать исходный код ЦДУ N_q с периодом $2p$ в код N_{pq} с периодом, равным периоду напряжения $U_{\phi}(t)$ СТГ – $(2p/2)$, для чего служит блок изменения масштаба кода (БИМК). Рассмотрим наиболее часто встречающиеся на практике случаи, когда числа пар полюсов СТГ равны $p = 1; 2; 3; 4$.

Для всех чисел пар полюсов $p = 2^K$, где $K = 0, 1, 2, 3, \dots =$ ц. ч., задача получения кода N_{pq} упрощается (не требуется БИМК). Как известно, в n -разрядном параллельном двоичном коде ЦДУ 1-й (старший) разряд имеет 1 период на один оборот вала (угловой интервал $0-180^\circ$ соответствует цифровому «0» и угловой интервал $180-360^\circ$ – цифровой «1»), а код разряда с номером k имеет $2^{(k-1)}$ периодов на один оборот вала. Поэтому для получения кода N_{pq} с периодичностью K периодов на оборот возможно безо всяких преобразований использовать «усечённый» код ЦДУ N_q с отбрасыванием K старших разрядов: старшим разрядом в коде N_{pq} будет разряд исходного кода N_q с номером $k = (K+1)$. Так, для 4-полюсного СТГ ($p = 2 = 2^K = 2^1$) старшим разрядом кода N_{pq} должен быть 2-й разряд исходного кода N_q (отброшено $K=1$ старших разрядов). Этот разряд имеет $2^{(k-1)} = 2^{(2-1)} = 2^1 = 2$ периода на оборот, что и соответствует $p=2$.

Для СТГ с $p=3$ и 6 также можно обойтись без БИМК, если в качестве ДУ в ЦДУ применить двухотсчётный синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ) типа «редуктосин», у которого и выходные обмотки, и обмотка возбуждения размещены на статоре. Наименьшее число пар полюсов для грубого отсчёта СКВТ-редуктосина может быть равно трём. В этом случае безобмоточный ротор редуктосина имеет форму, близкую к треугольнику с закруглёнными вершинами, а период огибающей выходного напряжения грубого отсчёта соответствует $p=3$. Таким образом, огибающая выходного напряжения грубого отсчёта тождественна напряжению $U_{\psi}(t)$ для СТГ с $p=3$.

С помощью соответствующего программирования БИМК можно получить требуемый код N_{pq} для любого целого числа пар полюсов p . Так, для СТГ, выполненного на базе синхронной машины с электромагнитной редукцией частоты (принцип действия и устройство таких СТГ дано в [1]) и использованного в тихоходном астрономическом СП, был программным путём реализован БИМК для $p=195$.

Как видно из рис. 1, исходный код N_q поступает на один из входов компенсационного сумматора SM К, на второй вход которого подаётся код угла взаимного смещения СТГ и ЦДУ. Получение смещённого кода на выходе сумматора SM К эквивалентно взаимному механическому развороту СТГ и ЦДУ.

Коды N_{pq} , имеющие периодичность относительно угла поворота q , одинаковую с периодичностью фазных напряжений СТГ, на сумматорах SM 1, SM m (рис. 1) суммируются с кодами фазовых углов сдвига фазных напряжений СТГ. Фазовый сдвиг для каждого фазного напряжения СТГ зависит от номера фазы k и согласно (1) равен $(Dj)_k = k \frac{2p}{m}$, где $k = 0, 1, \dots, (m-1)$.

Коды, имеющие сдвиги, соответствующие фазовым сдвигам $(Dj)_k$, поступают на входы устройств преобразования кода (УПК), преобразующих линейные входные коды $N_{\text{вх}} = N_j$ в коды синусоидальной зависимости от j – выходные коды $N_{\text{вых}} = N(\sin j)$. Выходные коды УПК являются кодами цифровых напряжений U_{ψ} : $N_{\text{вых}} = N_{U_{\psi}}$. Число УПК соответствует числу фаз m СТГ: (УПК 1, УПК m). Аппаратурное выполнение УПК описано ниже.

Операция умножения фазных напряжений СТГ на цифровые напряжения проводится на умножающих цифроаналоговых преобразователях (ЦАП 1 – ЦАП m), у которых на цифровые входы подаются коды напряжений $N_{U_{\psi k}}$, а на аналоговые ($U_{\text{оп}}$) входы – фазные напряжения СТГ. График изменения от угла поворота q одного из произведений показан на рис. 2. В соответствии с (4) он имеет постоянную составляющую и переменную составляющую двойной (по отношению к $U_{\phi, \text{СТГ}}$) частоты.

Суммирование m произведений обеспечивает суммирующий операционный усилитель ОУ Σ . При суммировании всех m произведений постоянные составляющие каждого произведения складываются, а составляющие двойной частоты взаимно уничтожаются.

В качестве УПК можно применить, например, микросхемы программируемых постоянных запоминающих устройств (ППЗУ), запрограммированных на воспроизведение на выходе кода синусоидальной зависимости от линейно изменяющегося фазового угла $j - N_{\text{вых}}(\sin j)$.

Возможно аппаратурное осуществление предлагаемого устройства и без использования ППЗУ – с применением схемных решений, приведённых в [3].

Рассмотрим, как работает устройство, показанное на рис. 1, при реверсе СТГ. На рис. 3 показаны графики изменения во времени напряжений на элементах схемы рис. 1 при реверсе СТГ (момент реверса отмечен вертикальной штриховой линией). Графики рис. 3 выполнены для трёхфазного СТГ, фазные напряжения которого обозначены как $U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C}$. Фазы цифровых напряжений соответствуют фазным напряжениям СТГ ($\alpha = 0^\circ$). Как видно из рис. 3, до реверса при операции умножения в каждой фазе перемножаются полупериоды синусоид $U_{\phi k}(t)$ и $U_{\psi k}(t)$ одинаковых знаков, поэтому все три произведения этих напряжений положительны, а следовательно, положительна и их сумма, т.е. выходной постоянный сигнал СТГ.

При реальном реверсе СТГ, когда механическая частота вращения вала должна измениться с $+(n_{СТГ})$ до $-(n_{СТГ})$, имеет место переходный процесс во времени, так как мгновенное изменение частоты вращения вала, на котором закреплён СТГ, невозможно из-за инерционности механических деталей, связанных с валом.

Однако при оценке различия в формировании перемножаемых напряжений до и после реверса

особенности реального переходного процесса можно не рассматривать. Сделаем допущение о том, что реверс – «мгновенный», без переходного процесса, как показано на рис. 3: левая половина графиков соответствует значению частоты вращения $+(n_{СТГ})$, правая – значению $-(n_{СТГ})$. Однако при сделанном допущении будем находить реальные начальные фазовые углы напряжений $U_{\phi k}(t)$ и $U_{\psi k}(t)$ до и после мгновенного реверса.

Фазовые углы напряжений $U_{\phi k}(t)$ и $U_{\psi k}(t)$ в первый момент реверса (до реверса) определяются временем реверса $t_{рев}$. Фазовые углы перемножаемых напряжений в первый момент после мгновенного реверса определяются особенностями для каждого напряжения в отдельности.

Каждое мгновенное значение синусоиды напряжения $U_{\psi k}(t)$ однозначно определяется значением напряжения $U_{N_{pq}}$, т.е. значением угла pq (см. верхние графики рис. 3). После реверса значения угла pq начнут последовательно проходить те же значения, что и до реверса: возрастающий угол pq начнёт без разрыва убывать. Следовательно, графики напряжения $U_{N_{pq}}(t)$ и однозначно связанного с ним напряжения $U_{\psi k}(t)$ после реверса будут зеркальным отражением (относительно штриховой оси момента реверса) этих же графиков до реверса.

Мгновенные значения $U_{\phi k}(t)$ пропорциональны значению частоты вращения $n_{СТГ}$, поэтому при перемене знака этой частоты (но при сохранении амплитуды, что характерно для мгновенного реверса) напряжения должны изменить знак, сохранив мгновенные значения, т.е. в общем случае в графике $U_{\phi k}(t)$ будет разрыв. По такому правилу построены графики $U_{\phi k}(t)$ после реверса.

Из рис. 3 видно, что после реверса при операции умножения в каждой фазе перемножаются полупериоды синусоид $U_{\phi k}(t)$ и $U_{\psi k}(t)$ различных знаков, поэтому все три произведения этих напряжений отрицательны, а следовательно, отрицательна и их сумма, т.е. выходной постоянный сигнал СТГ.

Таким образом, анализ процессов, происходящих в схеме рис. 1, реализующей предлагаемое преобразование фазных напряжений СТГ, показал, что выходной сигнал постоянного тока при реверсе СТГ меняет знак, что обязательно для любых схем преобразования исходных переменных напряжений ТГ.

Была сделана опытная проверка предложенного преобразования напряжений СТГ, подтвердившая изложенные выше выводы. В качестве СТГ использовался сервисный синхронный двигатель серии ДБМ с обмотками, соединёнными в четырёхфазную звезду. Входящие в схему рис. 1 УПК были

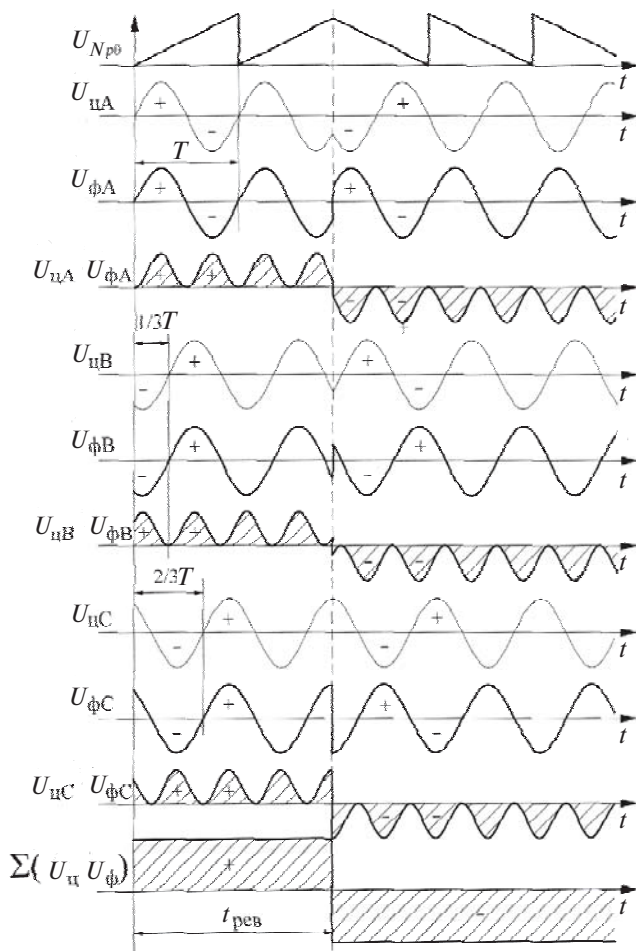


Рис. 3. Временные графики напряжений на элементах схемы при реверсе СТГ

выполнены на операционных усилителях с нелинейными обратными связями [3]. Взаимное угловое смещение СТГ и СКВТ-ДУ ЦДУ компенсировалось механическим поворотом статора СКВТ. Опыт показал, что при $\alpha = 90^\circ$, когда полезный выходной сигнал постоянного тока становится нулевым, на выходе схемы рис. 1 сохраняются пульсации, обусловленные высшими гармониками фазных напряжений СТГ и напряжений $U_{\text{цк}}(t)$, сформированных в УПК. Вопрос о размере пульсаций требует отдельных исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бродовский В.Н., Каржавов Б.Н., Рыбкин Ю.П. Бесколлекторные тахогенераторы постоянного тока. — М.: Энергоиздат, 1982, с.

2. Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — Л.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1948, 2-е изд. 273 с.

3. А.с. № 1751735 (СССР). Синусно-косинусный преобразователь / В.М. Домрачев, Г.Ф. Мончак, В.И. Рыбин, А.П. Синицын. — БИ, 1992, № 28.

[27.04.15]

А в т о р ы : Иванов Евгений Серафимович окончил факультет автоматики и вычислительной техники Московского энергетического института (МЭИ) в 1959 г. Защитил кандидатскую диссертацию «Бесконтактный асинхронный привод с управляемым моментом на валу». Пенсионер.

Пятков Михаил Иванович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1959 г. В 1969 г. защитил кандидатскую диссертацию по электрическим элементам приводов. Ведущий научный сотрудник АО «ЦНИИАГ».

Elektrichestvo (Electricity), 2015, No. 11, pp. 57–62.

Converting the Harmonic Phase Voltages of a Synchronous Tachogenerator into DC Voltage Using the Quadratic Multiplication Method

IVANOV Evgenii Serafimovich (Moscow, Russia) — Pensioner, Cand. Sci. (Eng.)

PYATKOV Mikhail Ivanovich (JSC «TsNIIAG», Moscow, Russia) — Leading Scientific Researcher, Cand. Sci. (Eng.)

A method is proposed for converting the output phase voltages of a synchronous tachogenerator into a DC voltage proportional to the tachogenerator shaft rotation frequency that does not contain methodical errors depending on the rotation frequency (pulsations). For implementing the proposed method it is necessary to have a digital sensor for measuring the monitored shaft's rotation angle installed on the same shaft with the tachogenerator. The linear parallel code of the digital sensor angle is converted into the codes of harmonic functions, which are multiplied in a digital-analog device by the tachogenerator phase voltages.

Key words: tachogenerator, rotation frequency, pulsations, digital angle sensor, digital-analog multiplication

REFERENCES

1. Brodovskii V.N., Karzhavov B.N., Rybkin Yu.P. *Beskollektornye takhogeneryatory postoyannogo toka* (Collectorless DC tachogenerators). Moscow, Publ. Energiya, 1982, 126 p.

2. Ryzhik I.M. *Tablitsy integralov, sum, ryadov i proizvedenii* (Tables of integrals, sums, series and products). Leningrad, Publ.

Gosudarstvennoye izdatel'stvo tekhniko-teoreticheskoi literatury, 1948, 400 p.

3. А.с. No. 1751735 (SSSR). *Sinusno-kosinusnyi preobrazovatel' (Sine-cosine transmitters)*/V.M. Domracher, G.F. Monchak, V.I. Rybin, A.P. Sinitsyn. Bulletin of inventions, 1992, No. 28.

