

Дифференцирующие трансформаторы в тахометрических устройствах вентильных электроприводов

09, сентябрь 2013

DOI: 10.7463/0913.0617210

Соловьев В. А.

УДК 62-83:621.313.13.014.2

Россия, МГТУ им. Н.Э. Баумана

SolovjevVA@bk.ru

Введение

В следящих вентильных электроприводах, учитывая особенности их работы и конструкции вентильных двигателей (ВД), используются в основном реверсивные бесконтактные тахогенераторы постоянного тока (БТППТ). Среди них наименьшим отношением амплитуды пульсаций выходного напряжения (помехи) к крутизне характеристики преобразования при высоком быстродействии обладают тахогенераторы, принцип действия которых основан на умножении выходных напряжений синхронного тахогенератора (СТГ) на синусоидальные функции угла поворота его ротора [1]. Эти свойства позволяют эксплуатировать их во многих случаях без сглаживающих фильтров, действие которых при низких частотах вращения электродвигателя становится малоэффективным и, кроме того, вносит в электропривод дополнительное запаздывание.

Для формирования синусоидальных функций угла поворота СТГ в рассматриваемых реверсивных БТППТ, как показано в [1], должны использоваться датчики его магнитного потока, т.е. по сути встроенные в его корпус датчики положения ротора (ДПР) СТГ. ВД в качестве составного узла также содержит ДПР, вырабатывающий информационные сигналы о положении ротора ВД, которыми управляется полупроводниковый коммутатор, формирующий фазные токи электрической машины ВД [2, 3]. При одинаковом числе пар полюсов ВД и СТГ функции их ДПР могут быть совмещены и для управления преобразованием напряжений в БТППТ использоваться ДПР электродвигателя.

В ВД используются как дискретные, так и аналоговые ДПР, выдающие непрерывные напряжения, изменяющиеся, например, по синусоидальному закону в зависимости от угла поворота ротора [2-8].

При невысоких требованиях к уровню пульсаций выходного напряжения в БТГПТ может быть использоваться дискретный ДПР, выходными напряжениями которого управляются аналоговые ключи, осуществляющие фазочувствительное выпрямление переменных напряжений СТГ. Тем самым выполняется умножение этих напряжений на логические функции выходных напряжений ДПР. Некоторое уменьшение пульсаций выходного напряжения таких БТГПТ достигается изготовлением входящих в них СТГ с трапецеидальной фазной ЭДС [9-12].

Синусоидальными выходными напряжениями обладают ДПР с магниточувствительными элементами в виде элементов Холла или «гигантских» магниторезисторов [1-4, 7, 8], а также синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ) и резольверы [1-6]. Полупроводниковые магниточувствительные элементы имеют невысокую температурную стабильность, значительный разброс выходных параметров, требуют тщательного позиционирования при их установке в ДПР [7, 8]. СКВТ обладают не только значительной устойчивостью к изменению параметров внешней среды и низкой чувствительностью к воздействию помех, но и значительной точностью, что и определило их применение в качестве ДПР в следящих вентильных электроприводах [3-6].

При использовании в ВД ДПР типа СКВТ возможно совмещение им одновременно и функций СТГ. Это достигается при питании его квадратурной обмотки возбуждения постоянным током и последующим разделением составляющих выходных напряжений фильтрами нижних и верхних частот [4, 13]. В результате уменьшаются массогабаритные показатели, момент инерции и стоимость электромеханической части электропривода, но при этом из-за подмагничивания магнитопровода СКВТ постоянной составляющей уменьшается максимально допустимая амплитуда его выходных напряжений, а отсутствие квадратурной обмотки в резольвере не позволяет реализовать на нем одновременно ДПР и СТГ.

Гармонические напряжения с амплитудой, прямо пропорциональной частоте вращения ВД, могут быть получены также дифференцированием выходных напряжений синусно-косинусного ДПР при помощи аналоговых дифференциаторов с RC-цепями [14]. В реальном исполнении [14] эти дифференциаторы имеют нелинейную амплитудно-частотную характеристику и зависящий от частоты вносимый фазовый сдвиг, а, самое главное, очень чувствительны к электрическим и электромагнитным помехам. Указанные недостатки в значительно меньшей степени проявляются у дифференцирующих трансформаторов.

Целью работы является создание на основе синусно-косинусного ДПР ВД тахометрического устройства с дифференцирующими элементами в виде трансформаторов, анализ линейности его выходной характеристики и пульсаций выходного напряжения.

Научную новизну работы составляют обоснование применения трансформаторов в качестве дифференцирующих элементов созданного на базе синусно-косинусного ДПР ВД тахометрического устройства, предложенные методы линеаризации его выходной характеристики, анализа пульсаций выходного напряжения и определения их относительной амплитуды.

1. Обоснование применения трансформаторов в качестве дифференцирующих элементов тахометрического устройства следящего вентильного электропривода

Возможность работы трансформаторов в качестве дифференцирующих элементов показана в [15]. Рассмотрим особенности их применения в тахометрических устройствах вентильных электроприводов с синусно-косинусными ДПР ВД на примере реверсивного БТГПТ, предложенного в [16]. Его принцип действия поясняет функциональная схема, представленная на рисунке 1.

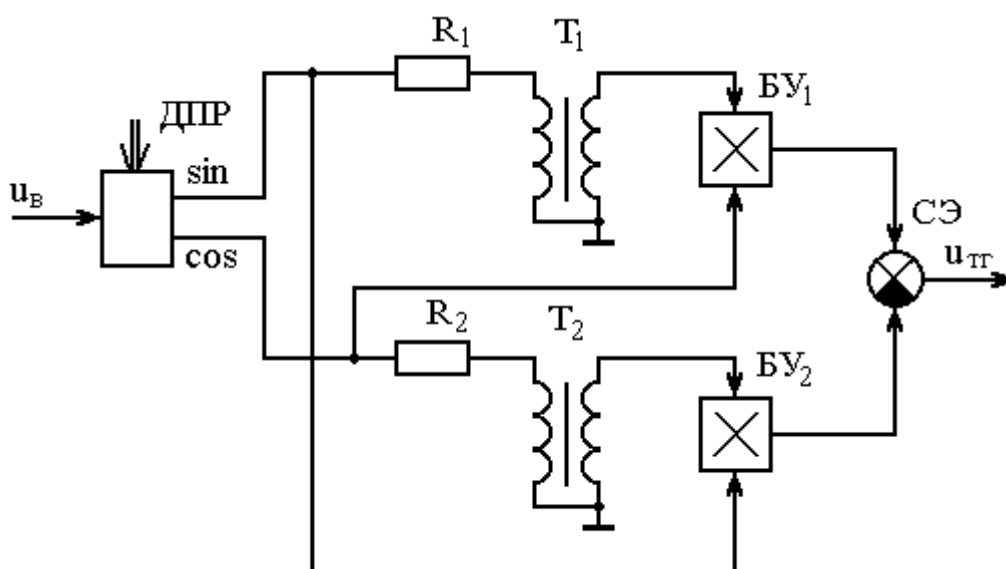


Рисунок 1 – Функциональная схема реверсивного БТГПТ с дифференцирующими трансформаторами

Первичные обмотки трансформаторов T_1 , T_2 БТГПТ присоединены через резисторы R_1 , R_2 соответственно к синусному «sin» и косинусному «cos» выходам ДПР, а к вторичным подключены входы блоков умножения $БУ_1$, $БУ_2$. Вторые входы этих блоков перекрёстными связями соединены с выходами ДПР, а к их выходам подключены входы сравнивающего элемента СЭ, выход которого является выходом БТГПТ.

Анализ работы БТГПТ первоначально проведём при ряде упрощающих допущений:

- 1) примем, что магнитопроводы трансформаторов изготовлены из материала с практически линейной зависимостью индукции от напряжённости магнитного поля и не насыщены;
- 2) не учитываем неоднородность магнитного поля в магнитопроводах трансформаторов и определяем напряжённость и индукцию по их значениям на средней магнитной линии;
- 3) пренебрежём потерями в стали и влиянием гистерезиса на форму ЭДС обмоток трансформаторов;
- 4) будем считать, что сопротивления нагрузки трансформаторов очень велики, и ток нагрузки равен нулю.

Принятые допущения позволяют рассматривать трансформаторы БТГПТ как работающие в режиме холостого хода идеализированные трансформаторы, в которых между амплитудой тока в первичных обмотках I_{1m} и амплитудой магнитного потока Φ_m соблюдается линейная зависимость

$$\Phi_m = w_1 S_c \frac{\mu_r \mu_0}{l_{cp}} I_{1m}, \quad (1)$$

где w_1 – число витков первичной обмотки трансформатора; S_c – площадь поперечного сечения магнитопровода трансформатора; l_{cp} – длина средней линии магнитопровода трансформатора μ_r – относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн /м – магнитная постоянная.

При вращении ДПР напряжения на его синусном $u_c(t)$ и косинусном $u_k(t)$ выходах изменяются по зависимостям

$$u_c(t) = K_{дпр} U_B \sin \omega_3 t, \quad (2)$$

$$u_k(t) = K_{дпр} U_B \cos \omega_3 t, \quad (3)$$

где $K_{дпр}$ – коэффициент передачи ДПР; U_B – напряжение возбуждения ДПР; $\omega_3 = p_3 \Omega$ – угловая частота выходных напряжений ДПР; p_3 – число пар полюсов ВД; Ω – частота вращения ВД.

По подобным (2), (3) зависимостям изменяются и токи в первичных обмотках трансформаторов T_1, T_2 . Их подобие обеспечивается выполнением условия

$$R_1 = R_2 \gg \omega_{\text{max}}(L_1 + M),$$

где ω_{max} – угловая частота выходных напряжений ДПР при максимальной частоте вращения ВД; L_1 – индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора; M – взаимная индуктивность обмоток трансформатора.

При этом у токов в первичных обмотках трансформаторов, а также у магнитных потоков в их магнитопроводах будут практически неизменные амплитуды во всём диапазоне изменения частоты выходных напряжений ДПР. Тогда на вторичных обмотках трансформаторов индуцируются напряжения с прямо пропорциональной частоте вращения ВД амплитудой

$$u_{2.1}(t) = w_2 \frac{d(\Phi_m \sin \omega_3 t)}{dt} = w_2 \Phi_m p_3 \Omega \cos \omega_3 t, \quad (4)$$

$$u_{2.2}(t) = w_2 \frac{d(\Phi_m \cos \omega_3 t)}{dt} = -w_2 \Phi_m p_3 \Omega \sin \omega_3 t, \quad (5)$$

где $u_{2.1}(t), u_{2.2}(t)$ – напряжения на вторичных обмотках трансформаторов T_1, T_2 ; w_2 – число витков вторичной обмотки трансформатора.

Блоки умножения БУ₁, БУ₂ перемножают функции, соответственно, (2), (5) и (3), (4), и на их выходах получают напряжения

$$u_{\text{БУ1}}(t) = K_{\text{дпр}} U_B w_2 \Phi_m p_3 \Omega \cos^2 \omega_3 t, \quad (6)$$

$$u_{\text{БУ2}}(t) = -K_{\text{дпр}} U_B w_2 \Phi_m p_3 \Omega \sin^2 \omega_3 t. \quad (7)$$

Сравнивающий элемент СЭ выполняет алгебраическое суммирование напряжений (6), (7). Выражение его выходного напряжения с учётом (1) имеет вид

$$u_{\text{тг}}(t) = K_{\text{дпр}} U_B w_1 w_2 S_c \frac{\mu_r \mu_0}{l_{\text{ср}}} I_{1\text{м}} p_3 \Omega = K_{\text{тг}} \Omega, \quad (8)$$

где $K_{\text{тг}} = K_{\text{дпр}} U_B w_1 w_2 S_c \frac{\mu_r \mu_0}{l_{\text{ср}}} I_{1\text{м}} p_3$ – коэффициент передачи БТГПТ.

Из (8) следует, что выходное напряжение БТГПТ с идеализированными трансформаторами прямо пропорционально мгновенному значению частоты вращения ВД и не содержит переменных составляющих, образующих пульсации.

2. Линеаризация выходной характеристики тахометрического устройства

При практической реализации данного БТГПТ с реальными трансформаторами в преобразуемые ими сигналы вносятся искажения, приводящие при увеличении частоты вращения к снижению коэффициента передачи и возникновению пульсаций выходного напряжения. Причинами, вызывающими эти искажения, являются наличие гистерезиса материалов магнитопроводов трансформаторов, влияние сопротивлений нагрузки и несовершенство резисторных стабилизаторов амплитуды и фазы токов первичных обмоток. Последнюю из них несложно устранить заменой резисторов R_1 , R_2 (рисунок 1) двухполярными стабилизаторами тока, выполненными на операционных усилителях.

Гистерезис вызывает не только искажение формы ЭДС обмоток трансформаторов, приводящих к возникновению пульсаций выходного напряжения БТГПТ, но и вносит фазовый сдвиг этих ЭДС относительно токов первичных обмоток и, соответственно, относительно выходных напряжений ДПР [17]. Покажем, что скомпенсировать влияние этого фазового сдвига, а также сопротивления нагрузки, т.е. входного сопротивления блоков умножения, на коэффициент передачи дифференцирующего трансформатора можно подключением к его вторичной обмотке компенсирующего конденсатора. Для этого воспользуемся схемой замещения дифференцирующего трансформатора на рисунке 2, при составлении которой содержащееся в нём нелинейное звено с петлёй гистерезиса линеаризовано методом гармонической линеаризации [17]. При использовании этого метода применительно к трансформатору петля гистерезиса магнитопровода заменяется эквивалентным эллипсом с центром в начале координат, учитывающим создаваемый этой нелинейностью фазовый сдвиг. В схеме замещения трансформатора (рисунок 2) при синусоидальном токе или напряжении его первичной обмотки такая замена отражается ветвью, содержащей индуктивность L_m и резистор R_m .

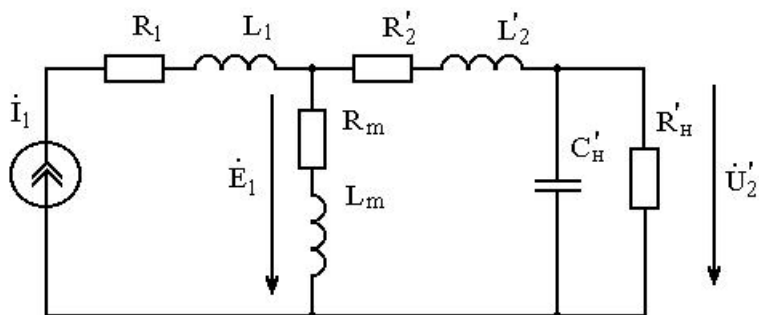


Рисунок 2 – Схема замещения дифференцирующего трансформатора

Далее заменим параллельное соединение нагрузки трансформатора и компенсирующего конденсатора на эквивалентное последовательное соединение резистивного и ёмкостного элементов с сопротивлениями

$$R'_{\text{нэ}} = R'_\text{н} \frac{(X'_{\text{сн}})^2}{(R'_\text{н})^2 + (X'_{\text{сн}})^2}, \quad (9)$$

$$X'_{\text{сэ}} = X'_{\text{сн}} \frac{(R'_\text{н})^2}{(R'_\text{н})^2 + (X'_{\text{сн}})^2}, \quad (10)$$

где $R'_\text{н}$, $X'_{\text{сн}}$ – приведённые к первичной обмотке трансформатора сопротивления нагрузки и компенсирующего конденсатора.

По схеме замещения трансформатора (рисунок 1) определяем приведённое комплексное напряжение на нагрузке трансформатора

$$\dot{U}'_2 = \dot{I}_1 \frac{(R_\text{м} + jX_\text{м})(R'_{\text{нэ}} - jX'_{\text{сэ}})}{(R_\text{м} + R'_2 + R'_{\text{нэ}}) + j(X_\text{м} + X'_2 - X'_{\text{сэ}})}, \quad (11)$$

где $R_\text{м}$ – активное сопротивление намагничивающей ветви трансформатора, учитывающее потери мощности в магнитопроводе; $X_\text{м} = \omega L_\text{м}$ – индуктивное сопротивление намагничивающей ветви трансформатора; R'_2 , X'_2 – приведённые к первичной обмотке активное сопротивление провода и индуктивное сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

Запишем выражение (11) в показательной форме

$$\dot{U}'_2 = \dot{I}_1 \frac{\sqrt{R_\text{м}^2 + X_\text{м}^2} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right)} \sqrt{(R'_{\text{нэ}})^2 + (X'_{\text{сэ}})^2} e^{-j\varphi_{\text{нэ}}}}{\sqrt{(R_\text{м} + R'_2 + R'_{\text{нэ}})^2 + (X_\text{м} + X'_2 - X'_{\text{сэ}})^2} e^{-j\varphi_{\text{мэ}}}}, \quad (12)$$

где δ – угол магнитного запаздывания или угол потерь материала магнитопровода трансформатора.

Аргументы комплексных сопротивлений в (12) определяются по формулам

$$\delta = \arctg \frac{R_\text{м}}{X_\text{м}}, \quad (13a)$$

$$\varphi_{\text{нэ}} = \arctg \frac{X'_{\text{сэ}}}{R'_{\text{нэ}}} = \arctg \frac{R'_\text{н}}{X'_{\text{сн}}}, \quad (13б)$$

$$\varphi_{\text{мэ}} = \arctg \frac{X'_{\text{сэ}} - X_\text{м} - X'_2}{R_\text{м} + R'_2 + R'_{\text{нэ}}}. \quad (13в)$$

Из (12) получим описывающую функцию дифференцирующего трансформатора

$$W_{\text{тр}}(j\omega_3) = \frac{\dot{U}_2'}{\dot{I}_1} = z_{\text{тр}} e^{j\varphi_{\text{тр}}}, \quad (14)$$

которая представляет собой комплексное сопротивление. При скомпенсированном фазовом сдвиге в (14) $\varphi_{\text{тр}} = \pi/2$, а трансформатор эквивалентен идеальной индуктивности. Для этого необходимо обеспечить выполнение условия

$$\varphi_{\text{мэ}} = \delta + \varphi_{\text{нэ}}. \quad (15)$$

Используя соотношение (15), определим ёмкость компенсирующего конденсатора. Подставим (13б), (13в) в (15) и, принимая во внимание, что при малых углах $\text{tg} \alpha \approx \alpha$, получим уравнение

$$\frac{X_{\text{сэ}}' - X_{\text{м}} - X_2'}{R_{\text{м}} + R_2' + R_{\text{нэ}}'} = \delta + \frac{X_{\text{сэ}}'}{R_{\text{нэ}}'}. \quad (16)$$

Решая уравнение (16) относительно $X_{\text{сэ}}'$ и учитывая, что $R_{\text{м}} + R_2' + R_{\text{нэ}}' \approx R_{\text{нэ}}'$, находим

$$X_{\text{сэ}}' = \frac{1}{2} [X_{\text{м}} + X_2' - \delta(R_{\text{м}} + R_2' + R_{\text{нэ}}')]. \quad (17)$$

При замене $R_{\text{нэ}}'$ и $X_{\text{сэ}}'$ в (17) выражениями (9), (10) это равенство преобразуется в квадратное уравнение, при решении которого с учётом принятых выше упрощающих допущений будем иметь

$$X_{\text{сн}}' \approx \frac{(R_{\text{н}}')^2 \left[1 + \sqrt{1 - \frac{(X_{\text{м}} + X_2') \cdot (X_{\text{м}} + X_2' - \delta R_{\text{н}}')}{(R_{\text{н}}')^2}} \right]}{X_{\text{м}} + X_2' - \delta R_{\text{н}}'}. \quad (18)$$

Тогда ёмкость компенсирующего конденсатора для обеспечения линейной зависимости выходного напряжения исследуемого БТГПТ от частоты вращения ВД будет равна

$$C_{\text{н}} = \frac{X_{\text{сн}}'}{k_{12}^2 \omega_{\text{эmax}}}, \quad (19)$$

где $k_{12} = w_1 / w_2$ - коэффициент трансформации дифференцирующего трансформатора.

3. Анализ пульсаций выходного напряжения тахометрического устройства

Для анализа пульсаций выходного напряжения БТПТ из-за искажений формы ЭДС дифференцирующих трансформаторов представим симметричную кривую петли гистерезиса их магнитопроводов $B = f(H)$ в виде суммы двух зависимостей $B = f_1(H) \pm f_2(H)$ [17], в которой $f_1(H)$ описывает основную кривую намагничивания, а $f_2(H)$ отклонение петли гистерезиса от неё. Знак минус в этом выражении записывается при увеличении тока первичной обмотки трансформатора, а знак плюс при его уменьшении. При малых значениях напряжённости H магнитного поля основная кривая намагничивания $f_1(H)$ электротехнической стали и ферритов подчиняется закону Релея и даже без воздушного зазора в магнитопроводе носит линейный характер [18]. Зависимость отклонения петли гистерезиса от основной кривой намагничивания нелинейная и её математическое описание может сделано только приближённо.

Выбор метода аппроксимации и аппроксимирующей функции кривой $f_2(H)$ зависит от формы петли гистерезиса магнитопровода трансформатора, которую несложно снять экспериментально. На рисунках 3а – 3в показаны экспериментальные гистерезисные петли магнитопровода дифференцирующего трансформатора, полученные при частотах тока первичной обмотки f_3 соответственно 10, 50 и 400 Гц.

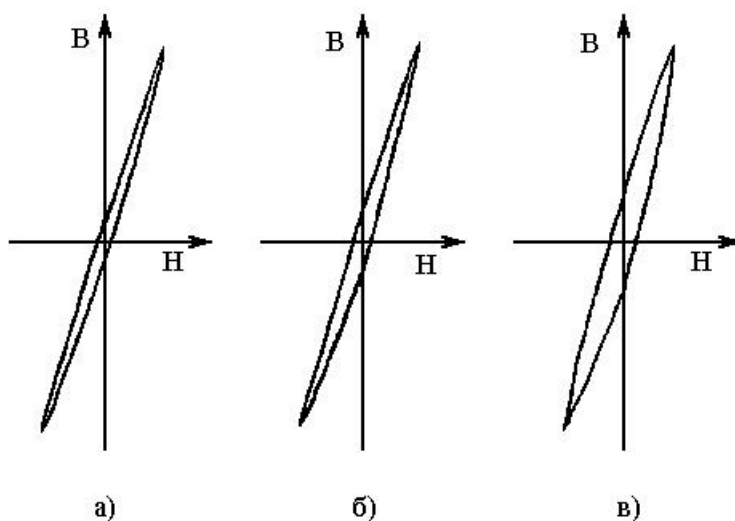


Рисунок 3 – Осциллограммы петель гистерезиса магнитопровода дифференцирующего трансформатора: а) $f_3 = 10$ Гц, б) $f_3 = 50$ Гц, в) $f_3 = 400$ Гц

При проведении эксперимента использовался дифференцирующий трансформатор с $w_1 = 400$, $w_2 = 4000$ и тороидальным магнитопроводом типоразмера К 31×18,5×7, выполненным из марганец-цинкового феррита М2000НМ. Основные параметры этих частных петель гистерезиса, т.е. максимальные значения напряжённости H_m' и индукции B_m' , коэрцитивная сила H_c' и остаточная индукция B_r' , при $I_{1m} = 4$ мА приведены в таблице.

Таблица – Параметры петли гистерезиса ферритового магнитопровода дифференцирующего трансформатора

f , Гц	H_m' , А/м	B_m' , Тл	H_c' , А/м	B_r' , Тл
10	20,5	0,086	1,54	0,0053
50	20,5	0,086	1,86	0,0071
100	20,5	0,086	2,06	0,0080
200	20,5	0,086	2,20	0,0086
300	20,5	0,086	2,40	0,0095
400	20,5	0,086	3,08	0,0114

Узость петель гистерезиса материала магнитопровода дифференцирующих трансформаторов (рисунки 3а – 3в) при малых значениях напряжённости магнитного поля позволяет применить для их математического описания метод кусочно-линейной аппроксимации, основывающийся на использовании в качестве аппроксимирующих функций линейных зависимостей. Аппроксимированная частная петля гистерезиса изображена на рисунке 4.

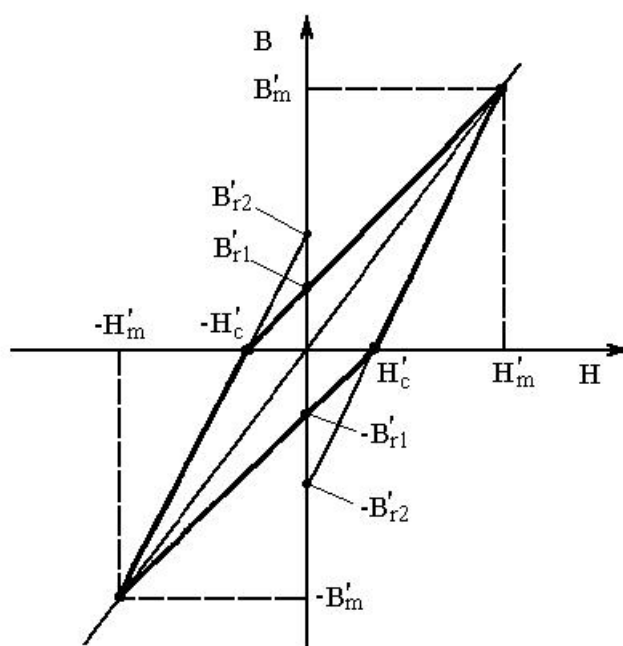


Рисунок 4 – Аппроксимированная петля гистерезиса магнитопровода дифференцирующего трансформатора

Её построение начинается с проведения через начало координат и точки, соответствующие H'_m , B'_m и $-H'_m$, $-B'_m$, основной (прямой) линии намагничивания. Параметры H'_m и B'_m рассчитываются по формулам

$$H'_m = \frac{w_1}{l_{cp}} I_{1m}, \quad (20)$$

$$B'_m = \mu_n \mu_0 H'_m, \quad (21)$$

где μ_n - начальная магнитная проницаемость материала магнитопровода.

Далее из точки с координатами H'_m , B'_m через точки, соответствующие $-H'_c$, 0 и H'_c , 0, проводятся прямые. Принимая во внимание кососимметричность петли гистерезиса, подобное построение выполняется и из точки с координатами $-H'_m$, $-B'_m$. В точках пересечения проведённых прямых с осью ординат определяются параметры аппроксимации петли гистерезиса B'_{r1} , B'_{r2} , представляющие собой остаточные индукции. Коэрцитивную силу H'_c , используемую для построения аппроксимированной петли гистерезиса при отсутствии экспериментальных данных, можно определить, основываясь на теории физического подобия электромагнитных полей с учётом нелинейности и гистерезиса, из соотношения

$$H'_c \approx \frac{B'_m}{B_m} H_m, \quad (22)$$

где H_m , B_m - максимальные значения напряжённости и индукции предельной петли гистерезиса.

Аппроксимированная петля гистерезиса позволяет записать аналитические зависимости индукции в магнитопроводах и напряжений на вторичных обмотках дифференцирующих трансформаторов от угла поворота ротора ДПР ВД. Принцип определения этих зависимостей поясним для положительной полуволны синусоидального тока первичной обмотки трансформатора T_1 (рисунок 1). При повороте ротора ДПР на угол $0 \leq \alpha < \alpha_n$ индукция в магнитопроводе и напряжение на вторичной обмотке дифференцирующего трансформатора T_1 изменяются по зависимостям

$$B(\alpha) = -B'_{r1} + \mu_{\min} \mu_0 H'_m \sin \alpha, \quad (23)$$

$$u_{2.1}(\alpha) = w_1 w_2 S_c \frac{\mu_{\min} \mu_0}{l_{cp}} I_m p_3 \Omega \cos \alpha. \quad (24)$$

В выражениях (23), (24)

$$\mu_{\min} = \frac{B'_m}{\mu_0 (H'_m + H'_c)},$$

а угол α_n , соответствующий точке перегиба аппроксимированной петли гистерезиса, составляет

$$\alpha_n = \arcsin \frac{B'_{r1}}{\mu_{\min} \mu_0 H'_m}.$$

При $\alpha_n \leq \alpha < \pi/2$, вводя обозначение

$$\mu_{\max} = \frac{B'_m}{\mu_0 (H'_m - H'_c)},$$

имеем

$$B(\alpha) = -B'_{r2} + \mu_{\max} \mu_0 H'_m \sin \alpha, \quad (25)$$

$$u_{2.1}(\alpha) = w_1 w_2 S_c \frac{\mu_{\max} \mu_0}{l_{cp}} I_m p_3 \Omega \cos \alpha, \quad (26)$$

а при $\pi/2 \leq \alpha < \pi$ соответственно

$$B(\alpha) = B'_{r1} + \mu_{\min} \mu_0 H'_m \sin \alpha, \quad (27)$$

$$u_{2.1}(\alpha) = w_1 w_2 S_c \frac{\mu_{\min} \mu_0}{l_{cp}} I_m p_3 \Omega \cos \alpha. \quad (28)$$

По полученным выражениям выходных напряжений дифференцирующих трансформаторов также поэтапно определяются выходные напряжения блоков умножения БУ₁, БУ₂ (рисунок 1), используя которые методом припасовывания в соответствии с принципом работы БТГПТ рассчитывается зависимость его выходного напряжения от угла поворота ротора ДПР ВД. Результаты её расчёта показывают, что выходное напряжение БТГПТ с дифференцирующими трансформаторами содержит пульсации, периодичность которых кратна $4p_3$ за оборот ротора ДПР, а относительная амплитуда не превышает

$$\Delta U_{\text{тг}}^* \approx \frac{B'_r}{B'_m}.$$

4. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования технических характеристик макетного образца БТГПТ с указанными выше дифференцирующими трансформаторами проводились при работе его в следящем вентильном электроприводе с непрерывным токовым управлением ВД типа ДБМ 120-1-0,4-2. Основу его ДПР составляет СКВТ типа ВТ 60-12-0,4-0,16-С28. В электроприводе используется пропорционально-интегральный регулятор частоты вращения, поэтому его регулировочные характеристики, представленные на рисунках 5,6, фактически являются выходными характеристиками БТГПТ.

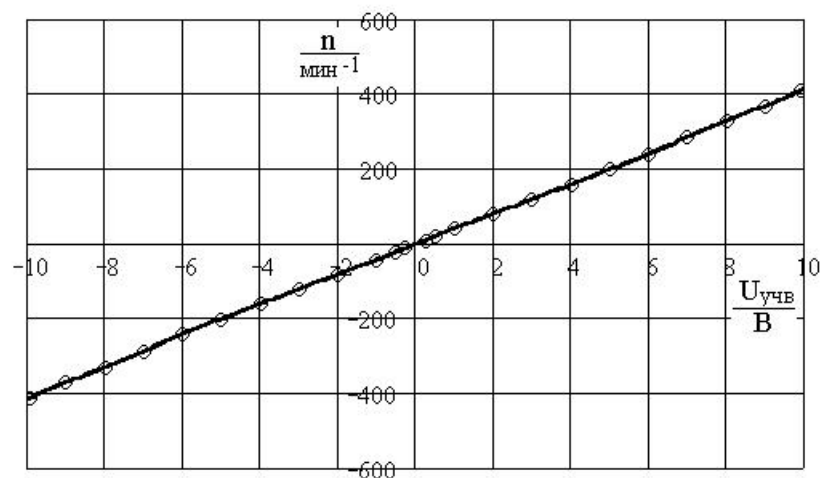


Рисунок 5 – Регулировочная характеристика следящего вентильного электропривода

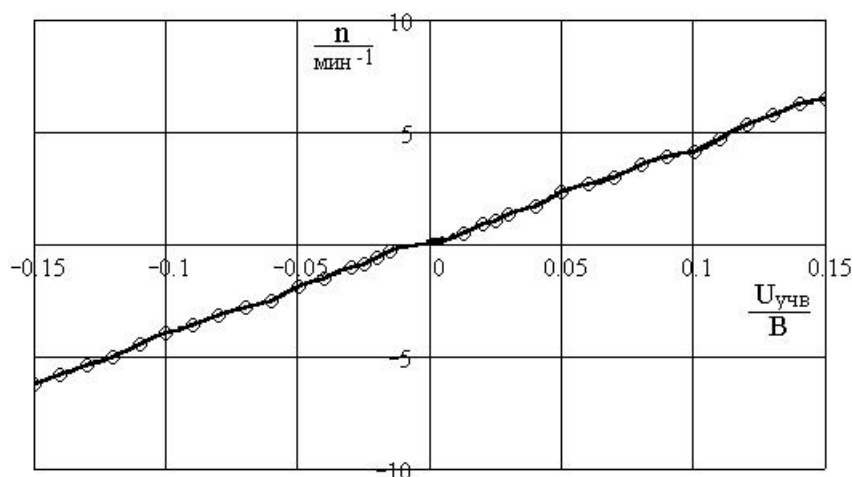


Рисунок 6 – Регулировочная характеристика следящего вентильного электропривода при малых частотах вращения

Их анализ показывает, что рабочий диапазон частот вращения БТГПТ в обоих направлениях $0,5 - 400 \text{ мин}^{-1}$, а нелинейность выходной характеристики менее $\pm 1,25 \%$. Пульсации выходного напряжения БТГПТ при постоянной времени его фильтра нижних частот $1,5 \text{ мс}$ во всём диапазоне частот вращения, в том числе и при максимальной, не превышали $\pm 4 \%$.

Заключение

Обосновано применение трансформаторов в качестве дифференцирующих элементов реверсивного бесконтактного тахогенератора постоянного тока, созданного на базе синусно-косинусного датчика положения ротора вентильного двигателя.

Показано, что нелинейность зависимости выходного напряжения реверсивного бесконтактного тахогенератора постоянного тока от частоты вращения, вызываемая гистерезисом материала магнитопроводов дифференцирующих трансформаторов и влиянием сопротивлений их нагрузки, устраняется подключением компенсирующих конденсаторов к вторичным обмоткам этих трансформаторов. Получено аналитическое выражение для расчёта ёмкости компенсирующих конденсаторов.

Предложен метод анализа пульсаций выходного напряжения реверсивного бесконтактного тахогенератора постоянного тока и определения их относительной амплитуды по параметрам петли гистерезиса материала магнитопроводов дифференцирующих трансформаторов.

Список литературы

1. Бродовский В.Н., Каржавов Б.Н., Рыбкин Ю.П. Бесколлекторные тахогенераторы постоянного тока. М.: Энергоиздат, 1982. 128 с.
2. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). СПб.: КОРОНА-Век, 2007. 336 с.
3. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: КОРОНА-Век, 2008. 368 с.
4. Микеров А.Г. Электромеханические датчики и электронные компоненты управляемых вентильных двигателей. СПб.: СПБГЭТУ (ЛЭТИ), 1999. 60 с.
5. Воротников С.А. Информационные устройства робототехнических систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. 384 с.
6. Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. 328 с.
7. Бараночников М.Л. Микромагнитоэлектроника. Т.1. М.: ДМК Пресс, 2001. 544 с.
8. Designing a Disc Magnet for use with Infineon GMR Sensors. Edition 2011-10-15. Published by Infineon Technologies AG, Munich, Germany. Режим доступа: http://www.infineon.com/dgdl/Designing_Disc_Magnet_for_Angle_Sensor+v1.0.pdf?folderId=db3a30431ce5fb52011d4cae1f582dad&fileId=db3a304332fc1ee7013311aab3fc3cc4 (дата обращения 31.05.2013).
9. Thalheim K., Homburg D., Reiff E.-Ch. Analoge und digitale Dreh-zahlmessung: Tendenz bei Tachogeneratoren und Drehimpulsgeber // Antriebstechnik. 1987. No. 9. P. 38-40.
10. Wilhelmy L., Doege D. Moderne Drehzahl-Istwertaufnehmer für die Antriebs- und Regelungstechnik // Technik Report. 1988. No. 10. P. 28-30.
11. Homburg D., Reiff E.C. Bürstenlose Gleistromtachos sind auf dem Vormarsch // Elektrotechnik (Schweiz). 1988. No. 9. P. 22-23.
12. Кривой В.Н., Самодуров В.П., Ральникова Е.А. Бесконтактные тахогенераторы постоянного тока со встроенными датчиками положения ротора на базе магниточувствительных микросхем // II Всесоюзная научно-техническая конференция по электромеханотронике: материалы. Ч. 2. Л.: ЛДНТП, 1991. С. 128-130.
13. Епифанова Л.М., Куликов В.Н., Микеров А.Г., Яковлев А.В. Реверсивный вентильный электродвигатель: а.с. 1297186 СССР. 1987. Бюл. № 10.
14. Боровиков М. А., Доманов В. И., Нашатыркин Е. М. Следящий вентильный электропривод с вычислителями координат по сигналам датчика положения ротора двигателя // Электричество. 1990. № 10. С. 76-80.

15. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. М.: Машиностроение, 1973. 606 с.
16. Ланген А.М., Соловьев В.А., Волынкин В.В. Вентильный электропривод: а.с. 1390765 СССР. 1988. Бюл. № 15.
17. Гёльднер К., Кубик С. Нелинейные системы управления: пер. с нем. М.: Мир, 1987. 368 с.
18. Толмасский И.С. Высокочастотные магнитные материалы. М.: Энергия, 1968. 72 с.

Differentiating transformers in tachometric devices of valve electric drives

09, September 2013

DOI: 10.7463/0913.0617210

Solov'ev V.A.

Bauman Moscow State Technical University, 105005, Moscow, Russian Federation

SolovjevVA@bk.ru

Use of transformers as differentiating elements of a tachometric device of a follow-up valve electric drive with a sine-cosine rotor position sensor of the electric motor was justified. A possibility of linearization of the tachometric device's output characteristic by connection of balancing capacitors to secondary windings of differentiating transformers was considered in this work. Capacity of balancing capacitors was determined. The author proposes a method for analyzing output voltage ripple of a tachometric device with differentiating transformers and for determination of their relative amplitude. The results of experimental researches of a tachometric device with differentiating transformers are also presented in this paper.

Publications with keywords: [valve electric drive](#), [contactless tachogenerator constant current](#), [sine-cosine rotor position sensor](#), [differentiating transformer](#)

Publications with words: [valve electric drive](#), [contactless tachogenerator constant current](#), [sine-cosine rotor position sensor](#), [differentiating transformer](#)

References

1. Brodovskiy V.N., Karzhavov B.N., Rybkin Yu.P. *Beskollektornye takhogenatory postoyannogo toka* [Brushless DC tachogenerators]. Moscow, Energoizdat, 1982. 128 p.
2. Ovchinnikov I.E. *Ventil'nye elektricheskie dvigateli i privod na ikh osnove (malaya i srednyaya moshchnost')* [Valve electric motors and drive based on them (small and medium power)]. St. Petersburg, KORONA-Vek, 2007. 336 p.
3. German-Galkin S.G. *Matlab & Simulink. Proektirovanie mekhatronnykh sistem na PK* [Matlab & Simulink. Designing mechatronic systems on PC]. St. Petersburg, KORONA-Vek, 2008. 368 p.
4. Mikerov A.G. *Elektromekhanicheskie datchiki i elektronnye komponenty upravlyaemykh ventil'nykh dvigateley* [Electromechanical sensors and electronic components of controlled valve motors]. St. Petersburg, SPBGETU (LETI) Publ., 1999. 60 p.

5. Vorotnikov S.A. *Informatsionnye ustroystva robototekhnicheskikh system* [Information devices of robotic systems]. Moscow, Bauman MSTU Publ., 2005. 384 p.
6. Balkovoy A.P., Tsatsenkin V.K. *Pretsizionnyy elektroprivod s ventil'nymi dvigatelyami* [Precision drive with valve motors]. Moscow, Publishing House of MEI, 2010. 328 p.
7. Baranochnikov M.L. *Mikromagnitoelektronika. T.1* [Micromagnetoelectronics. Vol.1]. Moscow, DMK Press, 2001. 544 p.
8. *Designing a Disc Magnet for use with Infineon GMR Sensors*. Edition 2011-10-15. Published by Infineon Technologies AG, Munich, Germany. Available at: http://www.infineon.com/dgdl/Designing_Disc_Magnet_for_Angle_Sensor+v1.0.pdf?folderId=db3a30431ce5fb52011d4cae1f582dad&fileId=db3a304332fc1ee7013311aab3fc3cc4, accessed 31.05.2013.
9. Thalheim K., Homburg D., Reiff E.-Ch. Analoge und digitale Dreh-zahlmessung: Tendenz bei Tachogeneratoren und Drehimpulsgeber. *Antriebstechnik*, 1987, no. 9, pp. 38-40.
10. Wilhelmy L., Doege D. Moderne Drehzahl-Istwertaufnehmer für die Antriebs- und Regelungstechnik. *Technik Report*, 1988, no. 10, pp. 28-30.
11. Homburg D., Reiff E.C. Bürstenlose Gleistromtachos sind auf dem Vormarsch. *Elektrotechnik* (Schweiz), 1988, no. 9, pp. 22-23.
12. Kryvoy V.N., Samodurov V.P., Ral'nikova E.A. Beskontaktnye takhogenatory postoyannogo toka so vstroennymi datchikami polozheniya rotora na baze magnitochuvstvitel'nykh mikroskhem [Contactless DC tachogenerators with Integrated sensor of rotor position based on magneto-sensitive microcircuits]. *2-ya Vsesoyuznaya nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya po elektromekhanotronike: materialy* [Proc. of the 2nd all-Union scientific-technical conference on electromechatronics]. Pt. 2. Leningrad, LDNTP, 1991, pp. 128-130.
13. Epifanova L.M., Kulikov V.N., Mikerov A.G., Yakovlev A.V. *Reversivnyy ventil'nyy elektrodvigatel'* [Reversible valve electric motor]. Author's certificate USSR no. 1297186, 1987.
14. Borovikov M. A., Domanov V. I., Nashatyarkin E. M. Sledyashchiy ventil'nyy elektroprivod s vychislitelyami koordinat po signalam datchika polozheniya rotora dvigatelya [Servo valve electric drive with calculators of coordinates on signals from the sensor of position of motor rotor]. *Elektrichestvo*, 1990, no. 10, pp. 76-80.
15. Ivashchenko N.N. *Avtomaticheskoe regulirovanie. Teoriya i elementy system* [Automatic regulation. Theory and elements of systems]. Moscow, Mashinostroenie, 1973. 606 p.
16. Langen A.M., Solov'ev V.A., Volynkin V.V. *Ventil'nyy elektroprivod* [Valve electric drive]. Author's certificate USSR no. 1390765. 1988.
17. Gel'dner K., Kubik S. *Nelineynye sistemy upravleniya* [Non-linear control systems]. Trans. from German. Moscow, Mir, 1987. 368 p.
18. Tolmasskiy I.S. *Vysokochastotnye magnitnye materialy* [High-frequency magnetic materials]. Moscow, Energiya, 1968. 72 p.