

АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ МЕХАНИЧЕСКИХ МОМЕНТОВ

В. Я. Горячев, С. В. Кисляков, Т. Ю. Бростилова

Введение

Проблема измерения параметров линейных и угловых перемещений, необходимость разработки новых физических принципов измерения механических величин всегда являлась актуальной. Для измерения механических моментов, развиваемых различного рода двигателями, существует ряд простых технических решений. Однако практически отсутствуют информационно-измерительные системы как статических механических моментов, так и механических моментов вращающихся валов. Рассмотренная ниже информационно-измерительная система отвечает этим требованиям. В основе системы лежит использование фазовращателей с бегущей электромагнитной волной и электромагнитной редукицией [1].

В фазовращателях с электромагнитной редукицией и бегущим магнитным полем используется неоднородность магнитопровода. Под неоднородностью понимается изменение удельной магнитной проводимости магнитопровода вдоль воздушного зазора. Использование распределенной удельной магнитной проводимости позволило разработать датчики для измерения малых угловых перемещений. Датчики малых угловых перемещений используются в ИИС механических моментов, в которой валы двигателя и приемника механической энергии связаны упругим элементом. Назначение упругого элемента заключается в преобразовании механического момента в угловое смещение одного вала относительно другого на угол, пропорциональный механическому моменту.

Информационно-измерительная система механических крутящих моментов

Блок-схема информационно-измерительной системы механического момента двигателя представлена на рис. 1.

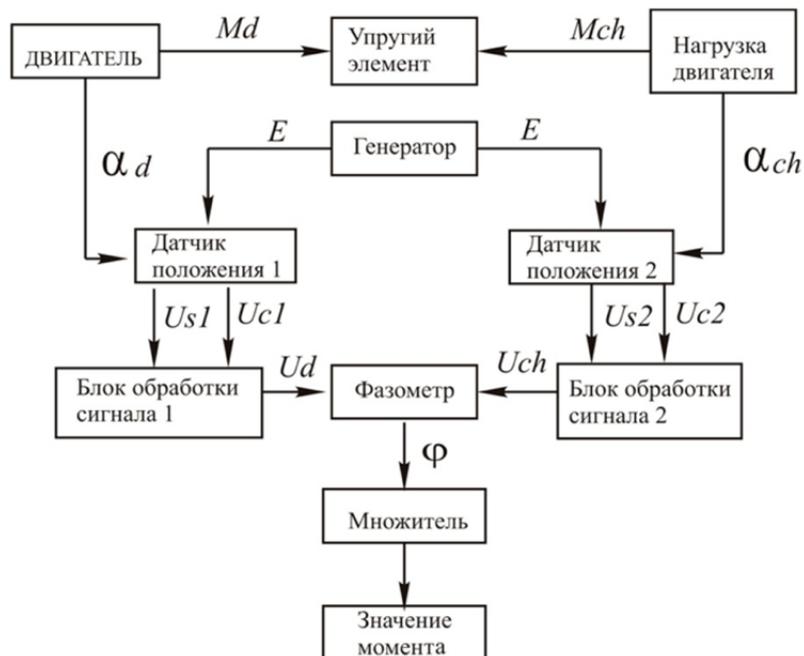


Рис. 1. Блок-схема ИИС механического момента двигателя

Двигатель соединен с нагрузкой динамометрической муфтой, допускающей смещение валов генератора и нагрузки на угол, пропорциональный механическому моменту, развиваемому

двигателем Md . Положение вала ротора двигателя в любой момент времени α_d определяется «Датчиком положения ротора 1». Положение вала нагрузки α_{ch} в любой момент времени определяется «Датчиком положения ротора 2». В качестве датчиков положения используется фазовращатель с бегущим магнитным полем с электромагнитной редукцией. Особенность датчика заключается в том, что вместе с блоком обработки информации они обеспечивают на выходе напряжение с частотой выше частоты питающего напряжения генератора в количество раз, равное коэффициенту редукции датчика. При этом фазовый сдвиг выходных напряжений блоков обработки информации 1 и 2 пропорционален углу взаимного смещения валов двигателя и нагрузки. Умножив фазовый сдвиг на коэффициент пропорциональности, информационно-измерительная система обеспечивает на своем выходе значение механического момента с определенной погрешностью.

Конструкция датчика положения

Конструкция магнитопровода редукционного датчика угловых перемещений (положения) представлена на рис. 2. Датчик состоит из статора 1, ротора 2, обмоток датчика 3. На рисунке представлена конструкция датчика с 12 зубцами на статоре и 13 зубцами на роторе. При повороте ротора на $1/12$ оборота начальная фаза выходного напряжения изменится на 2π радиан. Коэффициент редукции в этом случае будет равен 12.

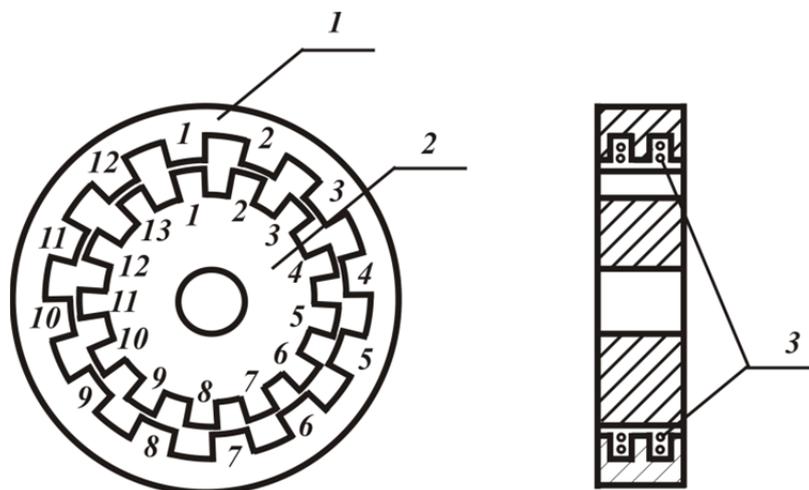


Рис. 2. Конструкция датчика с электромагнитной редукцией

В пазы статора укладываются три обмотки, количество витков которых распределены по воздушному зазору по синусному, косинусному и равномерному закону в функции пространственного угла. В случае работы датчика в однофазном режиме к генератору синусоидальных колебаний подключается равномерная обмотка. Выходные напряжения синусной и косинусной обмотки подаются на блок обработки сигналов, где фаза одного из напряжений поворачивается на 90° и суммируется с другим напряжением (см. рис. 1). В результате суммирования напряжений получается сигнал с неизменной амплитудой и с фазой, пропорциональной положению ротора в пространстве.

Число витков синусной обмотки зависит от порядкового номера зубца и определяется по формуле

$$W_{sk} = W_m \sin\left(\frac{360}{N}(k - 0,5)\right),$$

где W_{sk} – число витков синусной обмотки на k -ом зубце; W_m – максимальное количество витков; N – количество зубцов статора; k – порядковый номер зубца, изменяющийся от 1 до N .

Число витков косинусной обмотки изменяется по косинусному закону в зависимости от порядкового номера зубца и определяется по формуле

$$W_{ck} = W_m \cos\left(\frac{360}{N}(k - 0,5)\right),$$

где $k = 1; 2; \dots; N$, W_{ck} – количество витков косинусной обмотки на k -м зубце.

Равномерно распределенная обмотка имеет одинаковое число активных проводников на всех зубцах магнитопровода информационной линейки равное W_r .

Электрические параметры датчиков положения и функция преобразования

Для определения электрических параметров фазовращателя и последующего получения функции преобразования предлагается заменить дискретное распределение удельной проводимости по воздушному зазору на линейное распределение. Предположение о непрерывном распределении витков синусной, косинусной и равномерной обмотки позволяет получить достаточно точное аналитическое выражение для определения полных собственных и взаимных индуктивностей обмоток датчика. Электромагнитная система фазовращателя с бегущим магнитным полем характеризуется четырьмя зонами, отличающимися удельными проводимостями:

$$Y_{m01} = \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu}(l_{cp} - l_{zs} - l_{zr} - \delta) + l_{zs} + l_{zr} + \delta}, \quad Y_{m02} = \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu}(l_{cp} - l_{zr} - \delta) + l_{zr} + \delta},$$

$$Y_{m03} = \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu}(l_{cp} - \delta) + \delta}, \quad Y_{m04} = \frac{\mu_0 h}{\frac{1}{\mu}(l_{cp} - l_{zs} - \delta) + l_{zs} + \delta}.$$

В приведенных формулах: $Y_{m01}, Y_{m02}, Y_{m03}, Y_{m04}$ – удельные магнитные проводимости зон магнитопровода фазовращателя, h – толщина магнитопровода, l_{cp}, l_{zs}, δ – длина средней магнитной линии, высота зубца и длина зазора магнитопровода соответственно.

Индуктивность синусной обмотки определится из уравнения

$$L_s = \frac{1}{4} \pi R W_m^2 (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04}),$$

где R – радиус средней линии воздушного зазора; W_m – максимальное число витков синусной обмотки.

Индуктивность косинусной обмотки определится выражением

$$L_c = \frac{1}{4} \pi R W_m^2 (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04}).$$

Таким образом, индуктивность косинусной обмотки не зависит от угла поворота ротора и является постоянной величиной.

Индуктивность равномерно-распределенной обмотки

$$L_r = \frac{\pi}{2} R W_r^2 (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04}),$$

где W_r – число витков равномерной обмотки.

Вид уравнения говорит о том, что индуктивность равномерной обмотки является постоянной величиной и не зависит от перемещения ротора датчика.

Особый интерес представляют уравнения для определения взаимных индуктивностей обмоток.

Взаимная индуктивность равномерной и синусной обмоток будет описываться выражением

$$M_{rs} = \frac{2}{\pi} W_r W_m \sin \beta (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04}),$$

где $\beta = n\alpha$ и α – пространственный угол, изменяющийся от 0° до 360° .

Взаимная индуктивность равномерной и косинусной обмоток определяется выражением

$$M_{rc} = \frac{2}{\pi} W_r W_m \cos\beta (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04}).$$

Взаимная индукция синусной и косинусной обмоток будет равна нулю:

$$M_{sc} = \frac{1}{2} W_m^2 (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04}) = 0.$$

Обобщенная система уравнений для вычисления токов приемников при наличии источников во всех ветвях схемы будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{cases} \underline{Z}_{rr} \underline{I}_r + p \underline{M}_{rs} \underline{I}_s + p \underline{M}_{rc} \underline{I}_c = \underline{E}_r, \\ p \underline{M}_{rs} \underline{I}_r + \underline{Z}_{ss} \underline{I}_s + p \underline{M}_{sc} \underline{I}_c = \underline{E}_s, \\ p \underline{M}_{rc} \underline{I}_r + p \underline{M}_{sc} \underline{I}_s + \underline{Z}_{cc} \underline{I}_c = \underline{E}_c, \end{cases}$$

где $\underline{Z}_{rr}, \underline{Z}_{ss}, \underline{Z}_{cc}$ – полные сопротивления контуров цепей соответствующих обмоток; $\underline{M}_{rs}, \underline{M}_{rc}, \underline{M}_{sc}$ – взаимные индуктивности соответствующих обмоток; $\underline{I}_r, \underline{I}_s, \underline{I}_c$ – токи обмоток; $\underline{E}_s, \underline{E}_c, \underline{E}_r$ – электродвижущие силы источников контуров обмоток.

Если датчик работает в однофазном режиме ($\underline{E}_s, \underline{E}_c = 0$), то функция преобразования, определяющая зависимость фазы выходного тока от измеряемого перемещения, запишется в следующей неявной форме:

$$\underline{I}_d = \underline{E}_r \frac{p \underline{M}_{rsm}}{p^2 \underline{M}_{rsm}^2 - \underline{Z}_{rr} (\underline{Z}'_s + p \underline{L}_{sm})} e^{-j(n\alpha)},$$

где \underline{I}_d – обобщенный выходной ток измерительной системы; \underline{M}_{rsm} – максимальное значение взаимной индуктивности равномерной и синусной обмотки; \underline{L}_{sm} – максимальное значение индуктивности синусной обмотки.

Если принять начальную фазу опорного напряжения равной нулю, то функция преобразования измерительной системы будет представлена простейшим уравнением $\varphi = n\alpha$, где φ – фазовый сдвиг выходного тока относительно опорного напряжения; n – коэффициент редукции датчика; α – измеряемое угловое перемещение.

Анализ амплитудной погрешности ИИС с датчиками положения, работающими в однофазном режиме

Погрешность информационно-измерительной системы механического момента на валу двигателя зависит от ряда влияющих факторов, среди которых конструктивные особенности датчика и параметры элементов, обеспечивающих функционирование датчиков, являются определяющими.

При однофазном питании датчика для получения напряжения, начальная фаза которого пропорциональна перемещению ротора, необходима дополнительная обработка выходных напряжений обмоток датчика. Фаза одного из напряжений, пропорциональных выходным токам, изменяется с помощью фазовращателя на 90° и суммируется с напряжением, пропорциональным второму выходному току.

Выходными величинами фазового датчика являются напряжения синусной и косинусной обмоток. В идеальном случае напряжения пропорциональны синусу и косинусу угла поворота ротора β .

Токи синусной и косинусной обмоток датчика, работающего в однофазном режиме, определяются уравнениями

$$\underline{I}_s = \underline{E}_r \frac{-j\omega W_r W_m \frac{2}{\pi} (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04}) \underline{Z}_{s\Sigma} \sin\beta}{\underline{Z}_{r\Sigma} + \underline{Z}_{s\Sigma} \left[2 + \omega^2 W_r^2 W_m^2 \frac{4}{\pi^2} (Y_{m01} + Y_{m02} + Y_{m03} + Y_{m04})^2 \right]}$$

$$\text{и } \underline{I}_c = \underline{E}_r \frac{-j\omega W_r W_m \frac{2}{\pi} (\underline{Y}_{m01} + \underline{Y}_{m02} + \underline{Y}_{m03} + \underline{Y}_{m04}) \underline{Z}_{s\Sigma} \cos \beta}{\underline{Z}_{r\Sigma} + \underline{Z}_{s\Sigma} \left[2 + \omega^2 W_r^2 W_m^2 \frac{4}{\pi^2} (\underline{Y}_{m01} + \underline{Y}_{m02} + \underline{Y}_{m03} + \underline{Y}_{m04})^2 \right]}.$$

В идеальном случае максимальные значения токов синусной и косинусной обмоток одинаковы. Реальные токи не равны между собой. Пусть отклонение имеет ток синусной обмотки. Тогда вектор выходного тока с учетом того, что ток косинусной обмотки повернут на 90° , будет выражен уравнением

$$\underline{I} = I \cos \varphi + j(I + \Delta I) \sin \varphi,$$

где ΔI – отклонение действующего значения тока синусной обмотки от тока косинусной.

Если

$$I e^{j(\varphi + \Delta\varphi)} = I \cos \varphi + jI \sin \varphi + j\Delta I \sin \varphi,$$

то

$$\begin{aligned} e^{j\Delta\varphi} &= \frac{I e^{j\varphi} + \Delta I e^{j90^\circ} \cdot \sin \varphi}{I e^{j\varphi}} = 1 + \frac{\Delta I}{I} \sin \varphi e^{j(90^\circ - \varphi)} = \\ &= 1 + \frac{\Delta I}{I} \sin \varphi \cos(90^\circ - \varphi) + j \frac{\Delta I}{I} \sin \varphi \sin(90^\circ - \varphi). \end{aligned}$$

Следовательно,

$$\Delta\varphi = \arctg \frac{\rho \sin \varphi \cos \varphi}{1 + \rho \sin^2 \varphi};$$

$$\operatorname{tg} \Delta\varphi = \frac{\rho \sin 2\varphi}{2 + \rho - \rho \cos 2\varphi}.$$

В полученных формулах $\rho = \frac{\Delta I}{I}$.

Для нахождения максимального отклонения определим производную от уравнения $\Delta\varphi(\varphi)$ и приравняем ее к нулю:

$$2\rho \cos 2\varphi (2 + \rho - \rho \cos 2\varphi) + \rho \sin 2\varphi \cdot 2\rho \sin 2\varphi = 0.$$

Уравнение может быть записано в следующем виде:

$$2\rho(2 + \rho) \cos 2\varphi - 2\rho^2 \cos 4\varphi = 0.$$

Угол φ , при котором отклонение будет иметь максимальное значение, определится из уравнения

$$\frac{\cos 4\varphi}{\cos 2\varphi} = 1 + \frac{2}{\rho}.$$

В реальных условиях $\rho \ll 0,05$, поэтому $\frac{2}{\rho} \gg 1$ или $\frac{\cos 4\varphi}{\cos 2\varphi} \approx \frac{2}{\rho}$, откуда

$$\cos 2\varphi = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\rho} - \sqrt{\frac{1}{\rho^2} + 2} \right).$$

Следовательно, $\varphi = \frac{1}{2} \arccos \left(\frac{1}{2\rho} - \sqrt{\frac{1}{4\rho^2} + \frac{1}{2}} \right)$.

При малых значениях углов $\Delta\varphi_{\max} \approx \operatorname{tg} \Delta\varphi_{\max}$, и тогда $\Delta\varphi_{\max} = \frac{\rho}{2}$.

Следовательно, относительная погрешность неравенства максимальных значений выходных токов приводит к появлению абсолютного отклонения фазы выходного тока. Абсолютное отклонение угла равно половине относительного неравенства максимальных значений токов.

Анализ фазовой погрешности ИИС с датчиками положения, работающими в однофазном режиме

Если датчик положения с электромагнитной редукцией работает в режиме однофазного питания, операция поворота фазы одного из выходных напряжений на 90° производится непосредственно перед их сложением для получения выходного напряжения.

Ток синусной обмотки изменяется при повороте ротора по следующему закону в зависимости от β :

$$I_s = \underline{E}_r \frac{-j\omega W_r W_m \frac{2}{\pi} (\underline{Y}_{M01} + \underline{Y}_{M02} + \underline{Y}_{M03} + \underline{Y}_{M04}) \underline{Z}_{c\Sigma} \sin\beta}{\underline{Z}_{r\Sigma} + \underline{Z}_{s\Sigma} \left[2 + \omega^2 W_r^2 W_m^2 \frac{4}{\pi^2} (\underline{Y}_{M01} + \underline{Y}_{M02} + \underline{Y}_{M03} + \underline{Y}_{M04})^2 \right]}.$$

Ток косинусной обмотки изменяется по косинусному закону в зависимости от угла поворота ротора:

$$I_c = \underline{E}_r \frac{-j\omega W_r W_m \frac{2}{\pi} (\underline{Y}_{M01} + \underline{Y}_{M02} + \underline{Y}_{M03} + \underline{Y}_{M04}) \underline{Z}_{s\Sigma} \cos\beta}{\underline{Z}_{r\Sigma} + \underline{Z}_{s\Sigma} \left[2 + \omega^2 W_r^2 W_m^2 \frac{4}{\pi^2} (\underline{Y}_{M01} + \underline{Y}_{M02} + \underline{Y}_{M03} + \underline{Y}_{M04})^2 \right]}.$$

Выходной эквивалентный ток $\underline{I}_{\text{вых1}}$ в идеальном случае равен векторной сумме двух токов $\underline{I}_{\text{вых1}} = \underline{I}_c + \underline{I}_s e^{-j90^\circ}$.

Если фазовый сдвиг между токами установлен с абсолютной погрешностью σ , то выражение для определения выходного тока можно записать в следующем виде:

$$\underline{I}_{\text{вых1}} = \underline{I}_c e^{-j\alpha} + \underline{I}_s e^{-j90^\circ} e^{j\alpha},$$

где $\alpha = \frac{\sigma}{2}$.

Подставляя вместо \underline{I}_s и \underline{I}_c их значения, получим уравнение

$$\begin{aligned} \underline{I}_{\text{вых1}} &= K_1 \underline{Z}_{s\Sigma} \cos\beta \cdot e^{-j\alpha} - jK_1 \underline{Z}_{c\Sigma} \sin\beta \cdot e^{j\alpha} = \\ &= K_1 (\underline{Z}_{s\Sigma} \cos\beta \cdot (\cos\alpha - j\sin\alpha) - j\underline{Z}_{c\Sigma} \sin\beta \cdot (\cos\alpha + j\sin\alpha)), \end{aligned}$$

где коэффициент

$$K_1 = \underline{E}_r \frac{-j\omega W_r W_m \frac{2}{\pi} (\underline{Y}_{M01} + \underline{Y}_{M02} + \underline{Y}_{M03} + \underline{Y}_{M04})}{\underline{Z}_{r\Sigma} + \underline{Z}_{s\Sigma} \left[2 + \omega^2 W_r^2 W_m^2 \frac{4}{\pi^2} (\underline{Y}_{M01} + \underline{Y}_{M02} + \underline{Y}_{M03} + \underline{Y}_{M04})^2 \right]}.$$

После некоторых преобразований получим

$$\underline{I}_{\text{вых1}} = K_1 \cos\alpha (\underline{Z}_{s\Sigma} \cos\beta - j\underline{Z}_{c\Sigma} \sin\beta) K_2,$$

где коэффициент равен $K_2 = 1 + j \operatorname{tg} \alpha \cdot \frac{\underline{Z}_{c\Sigma} \sin\beta - j\underline{Z}_{s\Sigma} \cos\beta}{\underline{Z}_{s\Sigma} \cos\beta - j\underline{Z}_{c\Sigma} \sin\beta}$.

После несложных преобразований, проведенных над коэффициентом K_2 , получим следующее уравнение:

$$K_2 = 1 - j \operatorname{tg} \alpha \cdot \frac{\underline{Z}_{s\Sigma} \cos \beta + j \underline{Z}_{c\Sigma} \sin \beta}{\underline{Z}_{s\Sigma} \cos \beta - j \underline{Z}_{c\Sigma} \sin \beta}.$$

В этом уравнении числитель дроби является числом, сопряженным со знаменателем дроби. Обозначим $\underline{P} = P e^{j\varphi_1}$.

Модуль этого числа

$$P = \sqrt{\underline{Z}_{s\Sigma}^2 \cos^2 \beta + \underline{Z}_{c\Sigma}^2 \sin^2 \beta},$$

а аргумент

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{\underline{Z}_{c\Sigma} \sin \beta}{\underline{Z}_{s\Sigma} \cos \beta}.$$

Тогда $\underline{K}_2 = 1 - j e^{j2\varphi_1} \operatorname{tg} \alpha$. Отклонение фазы выходного тока от линейного закона определяется аргументом \underline{K}_2 :

$$\underline{K}_2 = 1 - j \operatorname{tg} \alpha \cdot \cos(2\varphi_1) + \operatorname{tg} \alpha \cdot \sin(2\varphi_1).$$

Ошибку отображения фазы выходного тока, обусловленную неполной ортогональностью двух напряжений на входе сумматора, можно вычислить с помощью уравнения

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg} \frac{-\operatorname{tg} \alpha \cdot \cos(2\varphi_1)}{1 + \operatorname{tg} \alpha \cdot \sin(2\varphi_1)}.$$

При малых значениях α вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь. В этом случае $\Delta\varphi = \operatorname{arctg}(-\operatorname{tg} \alpha \cdot \cos(2\varphi_1))$.

Максимальное отклонение фазы будет иметь место при

$$\cos(2\varphi_1) = \pm 1, \Delta\varphi_{\max} = \alpha.$$

Влияние дискретности распределения количества витков на погрешность отображения фазы

Количество витков секций обмоток датчика с электромагнитной редуцией является целым числом. Однако расчетное количество витков секций чаще всего получается дробным. Если равномерная обмотка может иметь произвольное количество витков, то соотношение числа витков синусной и косинусной обмоток на каждом участке поверхности ротора должно подчиняться соответствующим законам распределения:

$$W_{sk} = W_m \sin\left(\frac{2\pi}{n}(k-0,5)\right) \text{ и } W_{ck} = W_m \cos\left(\frac{2\pi}{n}(k-0,5)\right), k=1, 2, 3, \dots, n,$$

где W_{sk} – количество витков синусной обмотки на k -м участке поверхности ротора; W_{ck} – количество витков косинусной обмотки на k -м участке поверхности ротора; W_m – максимальное расчетное количество витков; n – количество зубцов статора; k – номер зубца.

В общем случае и максимальное количество витков W_m и значения синуса, косинуса не являются целыми числами. С другой стороны, количество витков не может быть дробным числом. Округление расчетного числа витков для получения целого значения приводит к появлению погрешности округления.

В настоящем разделе рассматривается влияние округления расчетного количества витков на результирующее значение намагничивающей силы зубца и погрешность датчика.

Количество витков каждой секции и каждого зубца синусной и косинусной обмоток определяется уравнениями

$$W_s = W_m \sin \alpha_1 \text{ и } W_c = W_m \cos \alpha_1,$$

где α_1 – угол, определяющий положение оси зубца на поверхности ротора. Расчетное количество витков всегда число дробное, поэтому реальное количество витков получают путем округления расчетного значения до ближайшего целого числа:

$$W_s = W_m \sin \alpha_1 + \Delta W_s, \quad W_c = W_m \cos \alpha_1 + \Delta W_c.$$

Дополнения ΔW_s и ΔW_c могут иметь и отрицательные значения, но значения их модулей всегда меньше единицы.

По синусной и косинусной обмоткам протекают токи, изменяющиеся во времени по синусоидальному закону. Они сдвинуты по фазе на 90° . В комплексной форме они могут быть записаны следующим образом:

$$\underline{I}_s = I e^{j90^\circ} \text{ и } \underline{I}_c = I e^{j0^\circ}.$$

Вектор результирующей намагничивающей силы определится векторной суммой

$$\begin{aligned} \underline{I} \cdot \underline{W} &= I e^{j90^\circ} W_m \sin \alpha_1 + I e^{j90^\circ} \Delta W_s + I W_m \cos \alpha_1 + I \Delta W_c = I W_m \cos \alpha_1 + \\ &+ j I W_m \sin \alpha_1 + I \Delta W_c + j I \Delta W_s = I W_m e^{j\alpha_1} + I \sqrt{(\Delta W_c)^2 + (\Delta W_s)^2} e^{j\varphi}, \end{aligned}$$

где $\varphi = \arctg \frac{\Delta W_s}{\Delta W_c}$.

Таким образом, ошибка округления расчетного количества витков выражается в появлении дополнительного вектора, длина которого равна гипотенузе треугольника, образованного значениями округления витков синусной и косинусной обмоток. Аргумент дополнительного вектора φ определяется арктангенсом отношения ошибок округления. Вычислим прежде всего длину результирующего вектора намагничивающей силы:

$$IW = I W_m \pm I \sqrt{\Delta W_c^2 + \Delta W_s^2} = I W_m \left(1 \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta W_c}{W_m} \right)^2 + \left(\frac{\Delta W_s}{W_m} \right)^2} \right).$$

Так как речь идет об округлении до целого числа, то ΔW_s и ΔW_c не могут быть больше 0,5, а при их равенстве

$$IW = I W_m \left(1 + \frac{0,5}{W_m} \sqrt{2} \right) = I W_m \left(1 \pm 0,707 \frac{1}{W_m} \right).$$

Таким образом, максимальная ошибка зависит только от выбора максимального количества витков и при отсутствии возможности машинного подбора количества витков обмоток, эту операцию можно осуществить по полученной формуле.

Аргумент результирующей намагничивающей силы при его несовпадении с расчетным идеализированным значением α_1 является прямым источником погрешности датчика:

$$(\alpha_1 + \Delta\varphi_m) = \arctg \frac{W_m \sin \alpha_1 + \Delta W_s}{W_m \cos \alpha_1 + \Delta W_c} = \arctg \left(\frac{\sin \alpha_1 + \frac{\Delta W_s}{W_m}}{\cos \alpha_1 + \frac{\Delta W_c}{W_m}} \right).$$

Практика расчетов количества витков показывает, что при количестве зубцов, кратных 4, ошибки округления можно анализировать только при углах α , меньших 45° , так как расчетные значения количества витков повторяются. Тогда $\cos \alpha_1$ всегда меньше $\sqrt{2}/2$. Относительная

ошибка округления $\frac{\Delta W_s}{W_m}$ или $\frac{\Delta W_c}{W_m}$ имеет реальные значения не более 0,02. Таким образом, вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь, и тогда

$$\alpha_1 + \Delta\varphi_m = \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin \alpha_1}{\cos \alpha_1} + \frac{\Delta W_s}{W_m \cos \alpha_1} \right).$$

Можно допустить, что

$$\operatorname{tg}(\alpha_1 + \Delta\varphi_m) = \operatorname{tg} \alpha_1 + \frac{\Delta W_s}{W_m \cos \alpha_1}, \text{ или } \Delta\varphi_m = \frac{\Delta W_s}{W_m \cos \alpha_1}.$$

Максимальное значение α_1 , при котором $\cos \alpha_1$ будет иметь минимальное значение, $\alpha_1 = 45^\circ$:

$$\varphi_{\max} = \frac{\Delta W_s}{W_m \cos \alpha_1} = \frac{\Delta W_s}{W_m} \sqrt{2} = 0,707 \frac{\Delta W_s}{W_m},$$

$$\varphi_{\max} = 0,35 \frac{1}{W_m} \text{ (рад)}.$$

В практике проектирования датчиков анализ намагничивающих сил зубцов производится индивидуально, поэтому полученная формула может быть использована как ориентировочная. Последнее объясняется тем, что даже при числе зубцов на статоре, равном 36, анализ намагничивающих сил производится лишь для пяти или четырех зубцов, что не составляет особого труда. Однако при общем анализе погрешностей всего датчика полученная формула просто необходима.

Отклонение фазы намагничивающей силы от идеального значения на каждом участке индивидуально и изменяется по периодическому закону в зависимости от расстояния между началом отсчета и серединой рассматриваемого участка с периодом, равным четверти длины зубчатой поверхности.

Заключение

В заключение необходимо отметить, что отклонение количества витков от идеального значения приводит к отклонению амплитуды от идеального значения. Величина отклонения амплитуд изменяется по периодическому закону при перемещении шунта. Закон изменения отклонения амплитуды имеет высшие гармонические составляющие с периодами, кратными четверти длины зубчатой поверхности ротора. Округление расчетного количества витков приводит к фазовой погрешности, которая изменяется также по периодическому закону при перемещении шунта с периодом, равным четверти длины линейки. Наряду с основной гармонической составляющей кривая фазовых отклонений имеет вторую гармонику. Очевидно то, что для другого количества зубцов ротора кривая будет иметь другие гармонические составляющие, определяемые количеством зубцов на поверхности ротора.

Библиографический список

1. Осадчий, Е. П. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Е. П. Осадчий. – М. : Машиностроение, 1979. – 480 с.
2. Конюхов, Н. Е. Электромагнитные датчики механических величин / Н. Е. Конюхов, Ф. М. Медников, М. Л. Нечаевский. – М. : Машиностроение, 1987. – 256 с.
3. Горячев, В. Я. Фазовые датчики механических величин с бегущим магнитным полем : моногр. / В. Я. Горячев. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2005. – 308 с.
4. Горячев, В. Я. Анализ систематической погрешности информационно-измерительной системы на основе датчика биений с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, О. В. Гаврина, Ю. К. Чапчиков, Ю. А. Шатова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – № 1 (25). – С. 46–57.
5. Горячев, В. Я. Редукционные датчики угловых перемещений с бегущим магнитным полем / В. Я. Горячев, В. И. Волчихин, Ю. А. Шатова // Новые промышленные технологии. – 2007. – Вып. 2. – С. 45–50.

Горячев Владимир Яковлевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(440026, Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: goryvlad1@yandex.ru

Кисляков Сергей Вячеславович

инженер,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(440026, Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: sergey_kuz3ws@mail.ru

Бростилова Татьяна Юрьевна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(440026, Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: tat-krupkina@yandex.ru

Аннотация. Доказана актуальность создания информационно-измерительных систем (ИИС) механических крутящих моментов, измерения параметров линейных и угловых перемещений в которых происходят на основе новых принципов. Дана конструкция датчика положения, определены параметры этих датчиков и их функции преобразования. Представлена блок-схема информационно-измерительной системы механических моментов на валу двигателя, отличающаяся тем, что измерение момента производится как в статическом режиме, так и при вращении вала с одинаковой погрешностью. Дана конструкция датчика и его электрические параметры. Определены источники погрешности измерительной системы, дан анализ амплитудной и фазовой погрешностей датчика положения, работающего в однофазном режиме. Установлено влияние дискретности распределения количества витков на погрешность отображения фазы – отклонение количества витков от идеального значения приводит к отклонению амплитуды от идеального значения. Показано, что закон изменения отклонения амплитуды имеет высшие гармоники с периодами, кратными четверти длины зубчатой поверхности ротора. Это дает возможность подбора параметров ИИС.

Ключевые слова: механический момент, датчик, фазовращатель, блок обработки сигнала.

Goryachev Vladimir Yakovlevich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(440026, 40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Kislyakov Sergey Vyacheslavovich

engineer,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(440026, 40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Brostilova Tat'yana Yur'evna

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(440026, 40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Abstract. The urgency of creation of information-measuring systems (IIS) of mechanical torques is proved, measurements of parameters of linear and angular displacements in which occurs on the basis of new principles. The design of the position sensor is given, the parameters of these sensors and their conversion functions are defined. A block diagram of the information-measuring system of mechanical moments on the motor shaft is presented, differing in that the torque is measured both in the static mode and with the rotation of the shaft with the same error. The sensor design and its electrical parameters are given. The sources of the error of the measuring system are determined, and the amplitude and phase errors of the position sensor operating in the single-phase mode are analyzed. The influence of the discrete distribution of the number of turns on the error of the phase display is established – the deviation of the number of turns from the ideal value leads to a deviation of the amplitude from the ideal value. It is shown that the law of variation of the amplitude deviation has higher harmonics with periods that are multiples of a quarter of the length of the toothed surface of the rotor. This makes it possible to select the parameters of IIS.

Key words: mechanical moment, the sensor, the phase shifter, the signal-processing block.

УДК 621.314.25

Горячев, В. Я.

Анализ информационно-измерительной системы механических моментов / В. Я. Горячев, С. В. Кисляков, Т. Ю. Бростилова // Надежность и качество сложных систем. – 2017. – № 2 (18). – С. 46–55. DOI 10.21685/2307-4205-2017-2-7.