

К ВОПРОСУ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИКИ СИСТЕМЫ ШИП-Д

Рассматриваются вопросы определения энергетических показателей электроприводов системы широтно-импульсный преобразователь – двигатель, проводится сравнительный анализ с системой управляемый выпрямитель – двигатель.

Электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями (ШИП-Д), питающиеся от сети переменного тока через неуправляемый выпрямитель, обусловила ряд преимуществ по сравнению с электроприводами, выполненными по схеме управляемый выпрямитель-двигатель (УВ-Д). К их числу следует отнести: более высокую надежность, большее быстродействие, лучшие энергетические, массогабаритные и эксплуатационные показатели.

Выпрямленное напряжение $U_d = \text{const}$ в системе ШИП-Д сглаживается емкостным либо индуктивно-емкостным фильтром. Емкость фильтра дополнительно выполняет следующие функции: накопителя энергии, возвращаемой электродвигателем в тормозных режимах; реактивной проводимости в цепи обратного тока, возникающего в переходных и коммутационных процессах; компенсатора индуктивного сопротивления силового трансформатора. В настоящее время, наряду с трехфазным трансформатором, в промышленных системах ШИП-Д применяется схема бестрансформаторного источника питания, в которой выпрямленное напряжение сети понижается до требуемого двигателю значения с помощью импульсного преобразователя напряжения. Целесообразный выбор между трансформаторными и бестрансформаторными источниками питания ШИП-Д следует производить в каждом конкретном случае с учетом технико-экономических показателей.

Функцию регулирования напряжения на якоре двигателя U_α в ШИП-Д выполняет импульсный усилитель мощности (ИУМ). Указанное разделение функций выпрямления и регулирования напряжения на нагрузке существенно влияет на энергетические процессы и придает ШИП-Д важные преимущества по сравнению с УВ.

Как известно [2], при симметричной нагрузке фаз полная мощность S , потребляемая вентильным приводом от сети, равна

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}, \quad (1)$$

где P – активная мощность, необратимо расходуемая на полезную нагрузку и тепловые потери в элементах схемы;

Q – реактивная мощность (мощность сдвига), обусловленная смещением 1-й гармоники сетевого тока I_1 относительно 1-й гармоники сетевого (фазового) напряжения U_1 , а также индуктивностями рассеяния и током намагничивания питающего трансформатора;

T – мощность искажения, обусловленная наличием в кривой сетевого тока высших гармоник, вызываемых вентильным действием и режимами управления вентилей.

В соответствии с (1) определяются основные энергетические коэффициенты выпрямителя: коэффициенты сдвига k_c , искажений k_u и мощности k_m :

$$k_c = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \cos \varphi; \quad (2)$$

$$k_u = \sqrt{\frac{P^2 + Q^2}{P^2 + Q^2 + T^2}}; \quad (3)$$

$$k_m = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}} = PS^{-1} = k_c k_u. \quad (4)$$

В идеализированной мостовой схеме трехфазного выпрямителя с симметрично нагруженными фазами, идеальными вентилями и трансформатором мощность искажения вызвана только прямоугольной формой импульсов тока в первичной обмотке трансформатора, причем параметры теоретического значения k_u ($k_{u,t} = 0,955$) и T не зависят от глубины регулирования напряжения на нагрузке U , то есть от

$$c_p = U_d U_{d \max}^{-1} \approx \cos \alpha \quad (5)$$

где $U_{d \max}$ — максимальное напряжение на нагрузке.

В реальных УВ с конечными значениями углов коммутации λ , с активно-индуктивной нагрузкой и при работе на противо-ЭДС питающая сеть дополнительно загружается высокочастотными гармониками тока, вызванными процессом коммутации тиристоров. Частоты этих гармоник в n раз превышают частоту основной, причем $n=6k \pm 1$ ($k=1, 2, 3 \dots$). Амплитуды этих гармоник зависят от схемы

УВ и реактивных сопротивлений обмоток силового трансформатора, тока нагрузки, угла коммутации λ и угла регулирования α . При этом величина мощности искажения T также становится зависимой от угла регулирования и других указанных факторов. С увеличением угла регулирования α значение T увеличивается.

В реальных УВ с конечными значениями углов коммутации λ , с активно-индуктивной нагрузкой и при работе на противо-ЭДС питающая сеть дополнительно загружается высокочастотными гармониками тока, вызванными процессом коммутации тиристоров. Амплитуды этих гармоник зависят от схемы УВ и реактивных сопротивлений обмоток силового трансформатора, тока нагрузки, угла коммутации λ и угла регулирования α . С увеличением угла регулирования α значение T увеличивается. Особенно нежелательное воздействие на питающую сеть соизмеримой мощности оказывает работа реверсивного УВ в переходных процессах двигательного и инверторного режимов, сопровождаемых изменениями и большими пиками тока нагрузки.

В неуправляемом выпрямителе ШИП – Д коммутация тока с одного вентиля на другой начинается в момент прохождения через нуль синусоиды линейного напряжения при $\alpha=0$. При этом амплитуды высших гармоник в токе первичной обмотки трансформатора минимальны. Реактивная составляющая мощности при неуправляемом выпрямителе (без емкостного фнльтра) возникает вследствие процесса коммутации вентилях. Кроме того, дополнительная реактивная мощность Q_0 тратится на создание тока намагничивания трансформатора. Значение λ зависит от тока нагрузки выпрямителя I_d , который в свою очередь зависит от глубины регулирования c_p и тока якоря двигателя I_a .

Зависимость между I_d и углом коммутации λ находится по известной формуле

$$\cos \lambda = 1 - \frac{2I_d x_a}{\sqrt{6}E_{2\phi}} = 1 - \frac{2I_{d\text{ ном}} c_p x_a}{\sqrt{6}E_{2\phi}}, \quad (6)$$

где x_a – анодное индуктивное сопротивление (трансформатора), вызываемое потоком рассеяния; $E_{2\phi}$ – фазная ЭДС вторичной обмотки трансформатора.

Емкостный фильтр на выходе выпрямителя влияет на работу схемы таким образом, что при уменьшении среднего значения тока I_d напряжение на емкости растет, точка включения очередного вен-

тия и вся кривая тока сдвигаются в сторону отставания от кривой напряжения на угол

$$\psi \approx \arcsin\left(\frac{U_{c\text{ ср}}}{\sqrt{6}E_{2\phi}}\right), \quad (7)$$

где $U_{c\text{ ср}}$ – среднее напряжение на фильтре.

Таким образом, в неуправляемом выпрямителе с емкостным фильтром возникает сдвиг кривой тока относительно кривой напряжения на угол φ , причем

$$\varphi \approx \psi + 0.5\lambda \quad (8)$$

В реальных ШИП - Д при уменьшении тока нагрузки выпрямителя I_d (вследствие уменьшения глубины регулирования c_p либо уменьшения тока якоря I_a) угол φ увеличивается. Пределы его изменения не превышают обычно 10 - 30°. Однако для расчета k_c и k_m при глубоком регулировании следует дополнительно учитывать составляющую реактивной мощности Q_0 вызванную намагничивающим током трансформатора.

$$Q = Q_1 + Q_0 = P \operatorname{tg} \varphi + \frac{I_{0p}}{I_{1\text{ ном}}} P_{\text{ном}}, \quad (9)$$

где I_{0p} – реактивная составляющая холостого хода трансформатора;

$I_{1\text{ ном}}$ – номинальный ток первичной обмотки.

При этом уточняется выражение коэффициента мощности (4)

$$k_M = \sqrt{1 + \left(\operatorname{tg} \varphi + \frac{I_{0p}}{I_{1\text{ ном}} c_p}\right)^2 + \frac{T^2}{P_{1\text{ ном}}^2 c_p^2}}. \quad (10)$$

На рис. 1 приведены зависимости $k_m(c_p)$ для номинального тока $I_{\text{ном}}$ (кривая 1), для тока $2I_{\text{ном}}$ (кривая 2). Там же приведена для сравнения примерная зависимость $k_m(c_p)$ для управляемого выпрямителя (кривая 3). Зависимости КПД трансформатора η_T и полного КПД преобразователя $\eta_{\text{пр}} = \eta_T \cdot \eta_{\text{пр}} = \eta_{\text{пр}} \cdot \eta_{\text{пр}}$ от c_p при номинальном токе двигателя изображены кривыми 3 и 4.

Из изложенного следует, что ШИП—Д в режиме регулирования нагрузки потребляет из сети полную мощность

$$S = \frac{P_{\text{ном}} \cdot c_p}{k_M} \quad (11)$$

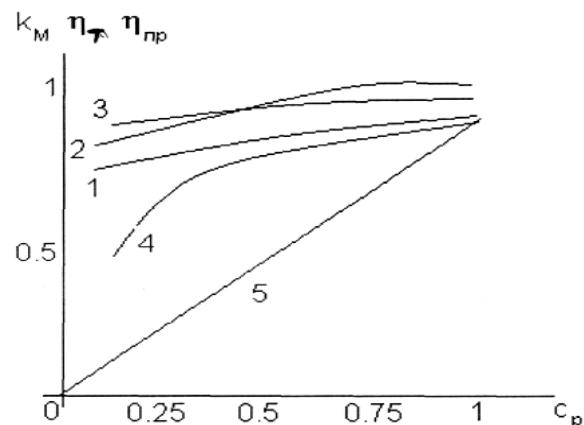


Рис. 1. Энергетические характеристики ШИП—Д

Полная мощность S с уменьшением c_p уменьшается, разгружая при этом трансформатор и питающую сеть. Амплитуды высокочастотных гармоник при этом уменьшаются. Указанные свойства являются существенными преимуществами ШИП--Д по сравнению с УВ.

Пульсации якорного тока являются причиной дополнительных потерь в обмотке и магнитопроводе двигателя. Кроме того, они ухудшают условия коммутации, поэтому в современных регулируемых вентильных электроприводах приняты компромиссные решения, определяющие значения k_ϕ для различных схем преобразователей (см. табл. 1). Зная значения k_ϕ , можно определить дополнительные потери в обмотке якоря и соответственно уменьшить указанное в каталоге значение номинального тока при выборе его габаритных размеров

$$I'_{ном} = \frac{I_{ном}}{k_\phi} \quad (12)$$

Для двигателей ПБВ, ПБ, 2П коэффициент снижения номинального тока $k_{с.т}$ равен

$$k_{с.т} = \sqrt{1 - k_\Gamma k_\Pi^2} \quad (13)$$

где k_Γ – дополнительный коэффициент; $k_\Gamma = 1,7$ для двигателей с высотой центров 100—132 мм и $k_\Gamma = 4$ для больших габаритных размеров.

Значения $k_{с.т}$ для разных видов схем выходных каскадов преобразователей приведены в табл. 1.

Таблица 1

Вид схемы выходного каскада преобразователя	Коэффициент			Примечания
	k_ϕ	k_Π	$k_{с.т}$	
Трехпульсный управляемый выпрямитель	1,1-1,2	0,46-0,66	0,8-0,51	Применяется в основном в электроприводах с $D \leq 1000:1$ без особых требований к качеству регулирования
Шестипульсный управляемый выпрямитель	1,05-1,1	0,32-0,45	0,91-0,8	Применяется в электроприводах с D до 10000:1 с высокими требованиями к качеству регулирования
Широтно-импульсная с частотой коммутации до 1 - 10 к Гц	1,005-1,01	0,1-0,14	0,99-0,98	Применяется в быстродействующих электроприводах с D до 30000:1 с особыми высокими требованиями к качеству регулирования

Литература

1. Быстродействующие электропривода постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями / М.Е. Гольц, А.Б. Гудзенко, В.М. Остреров и др.; М.: Энергия, 1986.- 184 с.
2. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей.- М.: Энергия, 1978.-320 с.

Воронежский государственный технический университет