

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ СИСТЕМЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Г.Я. Иванов, А.Ю. Кузнецов

В статье дан анализ наиболее эффективного технического решения, существующего в настоящее время, при применении активного фильтра для повышения входного коэффициента мощности трехфазного асинхронного электропривода с АИН-ШИМ.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, активные фильтры.

Несинусоидальность выходного напряжения автономного инвертора напряжения (АИН) приводит к несинусоидальному характеру тока в статорных обмотках и пульсациям момента двигателя. Эти пульсации особенно сильно проявляются при пониженной частоте вращения и небольшом моменте инерции механизма, который приводится в движение приводом. Эти области регулирования скорости могут составлять по входному коэффициенту мощности для электропривода менее 0,5. Такое регулирование вызывает неравномерность вращения двигателя, а иногда и возникновение шагового режима.

На рисунке 1 показаны фазные напряжения U_{1A} , U_{1B} , U_{1C} , значения которых на каждой шестой части периода определяются в соответствии с таблицей 1. Там же приведено одно из линейных напряжений U_{AB} , определенное как $U_{AB} = U_{1A} - U_{1B}$.

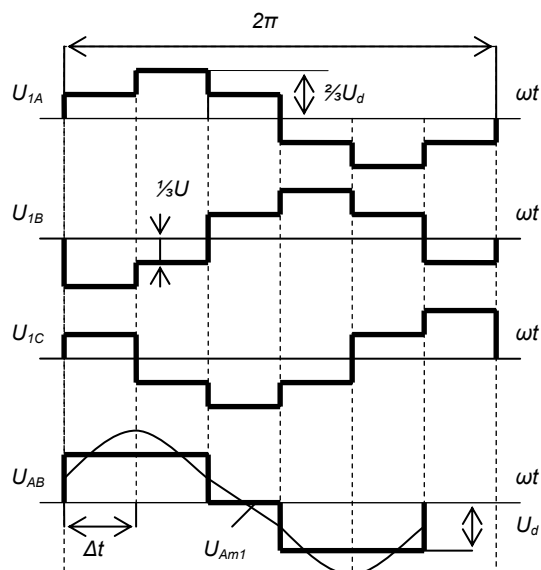


Рисунок 1 – Форма напряжений на выходе инвертора

Несинусоидальный характер напряжения на выходе выпрямителя накладывает

ограничение на возможный диапазон регулирования скорости привода, кроме того, наличие высших гармоник в кривой тока статора вызывает увеличение потерь энергии [1], а относительно низкие значения входного коэффициента мощности электропривода еще и недопустимы из-за предъявляемых требований по ограничению потребляемой реактивной мощности из питающей сети.

Поэтому в последнее время получили наибольшее распространение преобразователи частоты с так называемыми фильтрокомпенсирующими устройствами [2].

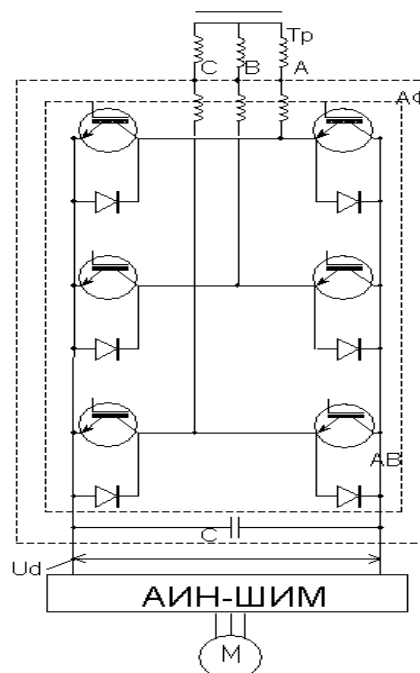


Рисунок 2 – Электрическая схема активного фильтра (АФ) с нагрузкой

Применение активных выпрямителей и активных фильтров, создаваемых на основе современных быстродействующих силовых полупроводниковых приборов (BPT, MOSFET, IGBT, IGCT, GTO) позволяет осуществить при

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ СИСТЕМЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

функционировании частотно-регулируемых электроприводов с широтно-импульсной модуляцией (АИН-ШИМ) двухсторонний обмен энергией с питающей сетью, возможность бесконтактно, при высоком быстродействии, в широких пределах и плавно управлять количеством компенсируемой реактивной мощности, а также формировать практически синусоидальные фазные токи.

Из регулировочной характеристики инвертора $U = f(U^*)$, приведённой на рисунке 3 видно, что должно быть предусмотрено её ограничение на уровне $0,5U_d$, так как для получения неискажённого напряжения на выходе задающий сигнал U^* не должен превышать максимального значения опорного напряжения $U_{оп.м.}$. В системе управления инвертором должна существовать кратковременная задержка между размыканием одного ключа и замыканием другого для восстановления запирающих свойств транзистора, выходящего из работы.

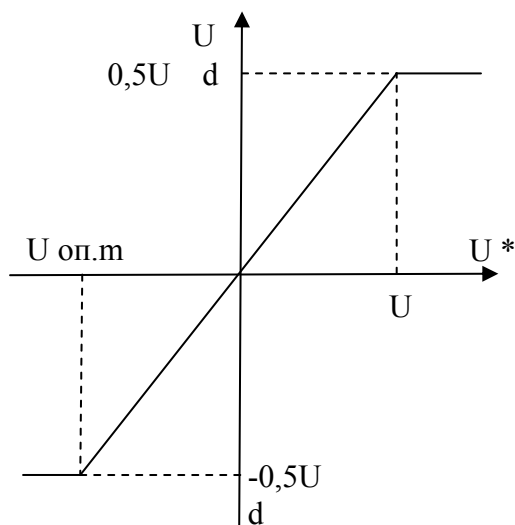


Рисунок 3 – Регулировочная характеристика инвертора

Управляющий сигнал представляют собой синусоиду с частотой $\omega_{0.эл.}$ и напряжение на выходе инвертора рассматриваемое за время $t \geq 2\pi / \omega_{0.эл.}$ представляет собой гармоническую кривую, содержащую наряду с первой гармоникой, имеющей частоту управляющего сигнала, ряд гармонических составляющих более высокого порядка.

В современных инверторах частота опорного напряжения составляет до десят-

ков, а то и сотен килогерц при номинальной частоте напряжения на выходе инвертора 50 Гц. При высокой частоте ШИМ и активно-индуктивной нагрузке, какой является обмотка статора, ток нагрузки оказывается практически синусоидальным, но не синусоидальным.

Несмотря на малую длительность коммутации управляющих ключей, надо учитывать и ряд отрицательных эффектов, связанных с повышением частоты ШИМ и изменением тока активного выпрямителя.

Это такие как электромагнитные помехи, воздействующие на другие электротехнические и радиотехнические устройства, возникновение перенапряжений в цепи нагрузки, что опасно для изоляции обмоток двигателя. Хотя средства борьбы с этими явлениями и снижением их отрицательных воздействий хорошо известны:

- использование двигателей с повышенным качеством изоляции,
 - применение экранированных кабелей,
 - ограничение длины коммуникаций,
- а также отдельной прокладке силовых кабелей и кабелей системы управления.

Для анализа электромагнитных процессов в активном фильтре воспользуемся достаточно широко известной эквивалентной схемой трехфазного АИН-ШИМ [2,5] которая для произвольного момента времени (например: таблица 1 в активном выпрямителе (АВ) – открытые ключи 1, 2, 3) описывается математическим соотношением:

$$\begin{aligned}
 U_A - RI_A - L \frac{dI_A}{dt} &= U_B - RI_B - L \frac{dI_B}{dt} \\
 U_A - RI_A - L \frac{dI_A}{dt} &= \\
 &= U_d + U_C - RI_C - L \frac{dI_C}{dt} \\
 I_A + I_B + I_C &= 0 \\
 U_A + U_B + U_C &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Выразив из 2-х последних уравнений системы значения фазных токов I_C и напряжения U_C , получим зависимости для противо-ЭДС E_A, E_B, E_C , активного выпрямителя для открытых ключей 1,2,3:

$$E_A = U_A - RI_A - L \frac{dI_A}{dt} = \frac{U_d}{3}$$

$$E_B = U_B - RI_B - L \frac{dI_B}{dt} = \frac{Ud}{3} \quad (2)$$

$$E_C = U_C - RI_C - L \frac{dI_C}{dt} = \frac{2 \cdot Ud}{3}.$$

$$\theta_E = (n-1) \frac{\pi}{3}$$

$$\bar{E} = E \cdot e^{j\theta_E},$$

Фазные противо-ЭДС для открытых и закрытых состояний силовых ключей активного выпрямителя принимают значения из таблицы 1.

Таблица 1 – Значения обобщенного вектора противо-ЭДС активного выпрямителя

n	Состояние силовых ключей						Обобщенный вектор противо-ЭДС, $\bar{E}$	
	1	2	3	4	5	6	E	θ_E
1	+	+	-	-	-	+	$2U_d/3$	0
2	+	+	+	-	-	-	$2U_d/3$	$\pi/3$
3	-	+	+	+	-	-	$2U_d/3$	$2\pi/3$
4	-	-	+	+	+	-	$2U_d/3$	π
5	-	-	-	+	+	+	$2U_d/3$	$4\pi/3$
6	+	-	-	-	+	+	$2U_d/3$	$5\pi/3$

Исходя из фактической идентичности фазных значений противо-ЭДС E_A , E_B , E_C активного выпрямителя фазным значениям выходных напряжений трехфазного АИН-ШИМ можно записать уравнения связывающие модуль E и аргумент θ_E обобщенного вектора противо-ЭДС активного выпрямителя с фазными проекциями E_A , E_B , E_C :

$$E_A = E \cdot \cos \theta_E$$

$$E_B = E \cdot \cos \left[\theta_E - \frac{2\pi}{3} \right]$$

$$E_C = E \cdot \cos \left[\theta_E - \frac{4\pi}{3} \right]$$

$$E = \frac{2Ud}{3} \quad (3)$$

где n определяет комбинацию открытых и закрытых состояний силовых, ключей активного выпрямителя. Система уравнений (3) позволяет последовательно продолжить упрощение расчетной схемы входных цепей активного фильтра на рисунке 2, преобразуя ее все более в упрощенную эквивалентную схему, приведённую на рисунке 4.

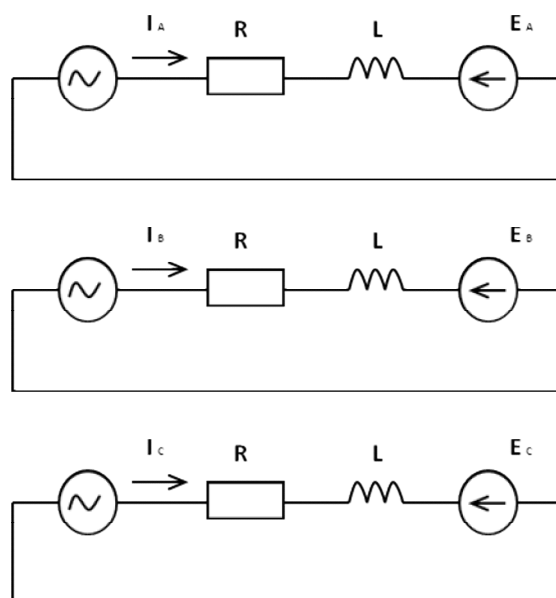


Рисунок 4 – Расчетная электрическая схема трёхфазного активного фильтра для входных цепей

В итоге с учетом свойств обобщенного вектора [5] при симметрии и синусоидальности фазных питающих напряжений E_A , E_B , E_C для схемы рисунке 2 получим для n -го межкоммутационного интервала следующее соотношение:

$$U \cdot e^{j(\omega t + \alpha_0)} - R\bar{I}(t) - L \frac{d\bar{I}(t)}{dt} = \bar{E}_n, \quad (4)$$

где $\bar{I}(t)$ – текущее значение обобщенного вектора входного тока АФ, U – модуль обобщенного вектора входного напряжения $\bar{U}(t) = U \cdot e^{j(\omega t + \alpha_0)}$ АФ, ω и α_0 – угловая

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ СИСТЕМЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

частота и начальный фазовый угол фазного питающего напряжения.

Так как при рассмотрении стационарных режимов выходное напряжение активного фильтра $U_d = \text{const}$, то и значение обобщенного вектора противо-ЭДС активного выпрямителя на протяжении n -го межкоммутационного интервала ($n = \text{const}$) остается неизменным $\bar{E} = \text{const}$.

С учетом этого операторное изображение уравнения (4) соответствующего n -ому интервалу найдем в виде [1]:

$$\frac{\bar{U}(0)}{p - j\omega} - \bar{I}(p)[R + pL] + L\bar{I}(0) = \frac{\bar{E}_n}{p} \quad (5)$$

где $\bar{I}(p)$ – операторное изображение вектора входного тока $\bar{I}(t)$ АФ; $\bar{U}(0)$ и $\bar{I}(0)$ начальные значения на рассматриваемом n -ом межкоммутационном интервале обобщенных векторов соответственно сетевого напряжения и входного тока активного фильтра.

Решив относительно изображения $\bar{I}(p)$ уравнение (5) и перейдя к временному оригиналу [1] получим решение в следующем виде:

$$\bar{I}(t_k) = \frac{\bar{U}(0)e^{j\omega t_k}}{L(R/L + j\omega)} \left[1 - e^{-(R/L + j\omega)t_k} \right] - \frac{\bar{E}_n}{R} \left[1 - e^{-R \cdot t_k / L} \right] + \bar{I}(0)e^{-R \cdot t_k / L}, \quad (6)$$

где t_k – время от начала работы силовых ключей активного выпрямителя и на протяжении межкоммутационного интервала:

$$0 \leq t_k = t - t_n < \tau_n, \quad (7)$$

t_n и τ_n – соответственно время наступления и длительность n -го межкоммутационного интервала; $\bar{U}(0) = U \cdot e^{j(\omega t_n + \alpha_0)}$ – начальное значение обобщенного вектора напряжения питания.

Учитывая малые значения t_k при решении уравнения (6) получим зависимость для вычисления вектора изменения входного тока активного фильтра на межкоммутационном интервале:

$$\Delta \bar{I}(t_k) = \bar{I}(t_k) - \bar{I}(0) \approx \approx t_k [\bar{U}(0) - \bar{E}_n - R\bar{I}(0)] / L \quad (8)$$

Входное активное сопротивление фазной цепи активного фильтра достаточно ничтожное ($R \approx 0$) [4,3], соответственно падение напряжения на этом сопротивлении можно без ущерба для вычислений принять равным нулю ($R\bar{I}(0) \approx 0$), что приведет к следующим упрощенным для вычисления вектора приращения тока $\Delta \bar{I}(t_k)$:

$$\Delta \bar{I}(t_k) = \Delta I e^{j\Delta \theta_U} \approx \Delta \bar{U}(0) t_k / L$$

$$\Delta \bar{U}(0) = \Delta U e^{j\Delta \theta_U} = [\bar{U}(0) - \bar{E}_n - R\bar{I}(0)] \approx \approx [\bar{U}(0) - \bar{E}_n] \quad (9)$$

$$\Delta I = \Delta U \cdot t_k / L$$

где $\Delta \bar{U}(0)$, ΔU , $\Delta \theta_U$ – вектор напряжения, его модуль, аргумент задающие амплитуду и аргумент вектора приращения тока $\Delta \bar{I}$; ΔI – модуль вектора приращения тока.

Уравнения (9) позволят найти соотношения для определения выходного тока I_d активного выпрямителя в стационарных и переходных режимах исходя из баланса активных мощностей и исключения активных потерь в активном фильтре которые по сравнению с общей потребляемой активной мощностью $I^2 R \ll \frac{3}{2} U I_x$ ничтожны.

$$I_d = \frac{\frac{3}{2} U I_x - I^2 R}{U_d} \approx \frac{3}{2} I_x (U / U_d), \quad (10)$$

где I_x – проекция обобщенного вектора входного тока $\bar{I}$ активного фильтра на ось «Х» вращающейся ортогональной координатой системы «Х-У», связанной вещественной осью «Х» с обобщенным вектором $\bar{U}$ сетевого напряжения, которая рассчитывается из соотношения $I_x = I \cdot \cos(\theta_U - \theta_I)$.

Пренебрежение активными потерями в активном фильтре на практике выполняется для большинства режимов работы активного фильтра.

Определенные корректировки в формулу (10) следует вносить при самых малых нагрузках функционирования асинхронного электропривода. Значения тока I_d и напряжения U_d на выходе активного выпрямителя, выходного тока I_{BbIX} активного фильтра и I_ϕ тока ёмкостного фильтра связаны между собой и достаточно легко определяются из эквивалентной схемы:

$$I_d = I_\phi + I_{BbIX} \quad (11)$$

$$I_\phi = \frac{d(U_d)}{dt}$$

Анализ выражения 9 и 10 при разных частотах модуляции силовых ключей активного выпрямителя показывает, что при высокой частоте модуляции ($\omega > 1 \text{ кГц}$) приращение модуля обобщенного вектора входного тока активного фильтра на межкоммутационном интервале без ущерба для расчета электрических параметров различных режимов работы активного фильтра (в частности при тормозных режимах работы электропривода) изменяющейся линейно во времени. Подобный анализ электромагнитных процессов, происходящих в активном фильтре, необходим для инженерных расчетов, специальных технических средств, обеспечивающих минимизацию потерь энергии в асинхронном электроприводе.

Такая линейность приращения модуля обобщенного вектора входного тока активного фильтра позволяет при расчётах регулируемого электропривода существенно упростить зависимости, используемые для электрических параметров режимов активного фильтра.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольдфарб, Л.С. Теория автоматического управления / Л.С. Гольдфарб, А.В. Балтрушевич, Г.К. Круг и др. – М.: Высшая школа, 1968. – 424 с.
2. Волков, А.В. Анализ стационарных режимов асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора с широтно-импульсным способом регулирования выходного напряжения / А.В. Волков // Техническая электродинамика. – 1998. – №6. – С. 42-47.
3. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 264 с.
4. Чиликин, М.Г. Теория автоматизированного электропривода / М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
5. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

Иванов Г.Я., проф., д.т.н., каф. «ЭАПУ», Новосибирский государственный технический университет, тел. 8(343)46-15-68, E-mail: ispc_el-en-ag@ngs.ru;

Кузнецов А.Ю., доц. каф. «ЭиАСХ», к.т.н., Новосибирский государственный технический университет.