

*к.т.н. Скурятин Ю.В.,
Денисевич Н.А.
(ДонГТУ, г.Алчевск, Украина)*

ПОВЫШЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ С СЕТЬЮ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСОТЫ

Розглядається концепція підвищення електромагнітної сумісності вхідних перетворювачів частотно-регульованих приводів. Показана можливість радикального покращення ступеня електромагнітної сумісності перетворювачів частоти з мережею.

***Ключові слова:** ковзний режим, напівпровідниковий перетворювач, активний випрямляч, електромагнітна сумісність.*

Рассматривается концепция повышения электромагнитной совместимости входных преобразователей частотно-регулируемых приводов. Показана возможность радикального улучшения степени электромагнитной совместимости преобразователей частоты с сетью.

***Ключевые слова:** скользящий режим, полупроводниковый преобразователь, активный выпрямитель, электромагнитная совместимость.*

Постановка задачи. Широкое распространение в технике получили частотно-регулируемые электроприводы, выполненные на базе полупроводниковых преобразователей частоты (ПЧ) со звеном постоянного напряжения. Полупроводниковые преобразователи, являясь нелинейными потребителями электроэнергии, приводят к ухудшению степени электромагнитной совместимости (ЭМС) с сетью и, как следствие, повышению потерь энергии, сокращению срока службы элементов сети, негативному влиянию на работу других потребителей, подключенных к этой же сети. В условиях ограниченности сырьевых, энергетических ресурсов и непрерывного роста их потребления особенно актуальными становятся вопросы эффективности полупроводниковых преобразователей, в частности, повышение степени электромагнитной совместимости с сетью преобразователей частоты. Актуальность проблемы ЭМС подтверждается также и неугасающим интересом исследователей как к вопросам, связанным с повышением степени ЭМС, так и к вопросам, направленным на повышение точности измерения составляющих мощности в системах с преобразователями [1, 2]. Очевидно, немаловажную

роль в этом играет и внедрение стандартов ЭМС, принятых в Евросоюзе, и стремление Украины гармонизировать свою нормативно-правовую базу в соответствии с европейскими стандартами, в результате чего требования ЭМС приобретают статус обязательных [3].

Известны несколько способов снижения уровня гармоник, генерируемых входными преобразователями частотно-регулируемых электроприводов. Установка трехфазных реакторов на входе преобразователя и (или) установка дросселя постоянного тока в цепи заряда электролитических конденсаторов звена постоянного напряжения малоэффективны, поскольку при существенном ухудшении массогабаритных показателей коэффициент гармоник тока ниже 30% получить не удастся [4]. Использование специальных силовых широкополосных ЛМС-фильтров позволяет снизить общий ТНД₁ до 5-7% [4], что является несомненным достижением, тем более с учетом ряда других преимуществ приводов с использованием ЛМС-фильтров. Хотя данный результат также достигается ценой ухудшения массогабаритных показателей преобразователя (масса применяемых фильтров может составлять от 40 до 60% массы преобразователя). Использование активных выпрямителей [5] позволяет сформировать квазисинусоидальные входные токи. Однако уровень ТНД₁ последних зависит от амплитуды модуляционной составляющей тока, уменьшение которой сопряжено или с повышением частоты преобразования, а, следовательно, снижением КПД, или с увеличением индуктивности входных дросселей, а, следовательно, снижением динамики входного преобразователя. Применение параллельных силовых активных фильтров [6] кроме ограничений присущих активным выпрямителям еще и увеличивает установленную мощность преобразователей и, соответственно, повышает их стоимость.

Решением, позволяющим существенно улучшить степень ЭМС, является совместное использование многозвенных LC-фильтров и принципов принудительного формирования параметров электроэнергии. В [7] показана эффективность использования выше указанных принципов при решении задачи обеспечения ЭМС с нагрузкой автономного инвертора напряжения. Причем в качестве метода управления преобразователем используется управление на скользящих режимах.

Цель работы – продемонстрировать эффективность применения принципов активной фильтрации с управлением на скользящих режимах при решении задачи обеспечения электромагнитной совместимости с сетью активного выпрямителя, выступающего в качестве входного преобразователя частотно-регулируемых электроприводов.

Решение задачи. Схема входного преобразователя ПЧ, представленная на рисунке 1, содержит вентильный блок, собранный на транзисторах VT1-VT6, входной трехфазный LCL фильтр, емкостный фильтр в

цепи постоянного тока C_ϕ . Питание преобразователя осуществляется от трехфазной сети 380В, 50Гц с внутренним сопротивлением Z_s . Нагрузкой входного преобразователя является автономный инвертор напряжения.

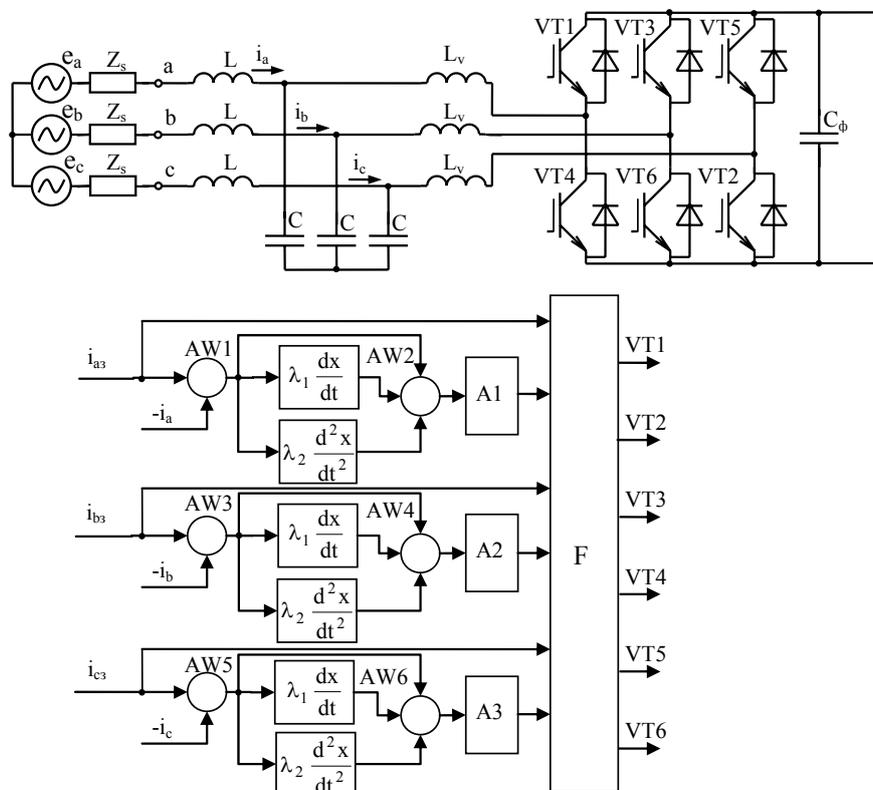


Рисунок 1 – Функциональная схема системы

Приняты допущения – пассивные элементы цепи линейны, их параметры не зависят от времени, вентили идеальные, конденсатор фильтра C_ϕ бесконечной емкости, предварительно заряжен до номинального напряжения.

Математическое описание системы в общем виде имеет вид:

$$\dot{x} = f(x, t, u),$$

где x , f – векторы-столбцы, размерность которых определяется количеством переменных состояния системы; u – вектор управления, каждая компонента которого претерпевает разрывы по своей поверхности, заданной уравнением $s_i(x)=0$

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \text{при } s_i(x) > 0, \\ u_i^-(x, t) & \text{при } s_i(x) < 0, \end{cases} \quad (i = 1, 2, 3).$$

В качестве поверхностей разрыва выберем:

$$s_i = \eta_i + \lambda_1 \frac{d\eta_i}{dt} + \lambda_2 \frac{d^2\eta_i}{dt^2} = 0, \quad (i = 1, 2, 3), \quad (1)$$

где $\eta_1 = i_{a3} - i_a$ – ошибка величины тока фазы А;
 $\eta_2 = i_{b3} - i_b$ – ошибка величины тока фазы В;
 $\eta_3 = i_{c3} - i_c$ – ошибка величины тока фазы С;
 i_{a3}, i_{b3}, i_{c3} – сигналы задания токов потребляемых из сети;
 λ_1, λ_2 – коэффициенты.

Физическая реализация управления осуществляется в функции вектора состояния системы $u_p = (u_{p1}, u_{p2}, u_{p3})^T$, компоненты которого определяются положением изображающей точки относительно поверхности переключения [7]

$$u_{pi} = \begin{cases} 1 & \text{при } s_i(x) > 0, \\ 0 & \text{при } s_i(x) < 0, \end{cases} \quad (i = 1, 2, 3).$$

Каждой комбинации состояний компонент вектора u_p ставится в соответствие комбинация импульсов управления вентилями, реализующая вектор управления u .

Условие существования скользящего режима имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{S}_k(x) > 0 & \text{ при } (S_k(x) < 0, \text{ и } \forall u_j \ (j = 1, 2, 3; j \neq k)), \\ \dot{S}_k(x) < 0 & \text{ при } (S_k(x) > 0, \text{ и } \forall u_j \ (j = 1, 2, 3; j \neq k)), \end{aligned}$$

где $k=3, 1$ в интервалах $0 < \omega t < \pi/3, \pi < \omega t < 4\pi/3$;
 $k=1, 2$ в интервалах $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3, 4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$;
 $k=2, 3$ в интервалах $2\pi/3 < \omega t < \pi, 5\pi/3 < \omega t < 2\pi$.

Функциональная схема системы управления (рисунок 1) содержит сумматоры АW1 – АW6, блоки дифференцирования, релейные элементы А1 – А3, блок логики F.

Сигналы с выходов сумматоров АW2, АW4, АW6 пропорциональные отклонениям проекций изображающей точки от соответствующих поверхностей разрыва, задаваемых (1), поступают на входы релейных элементов А1 – А3. С выходов релейных элементов вектор состояния системы u_p поступает в блок логики F, в котором, в зависимости от состояния вектора u_p и от номера интервала периода повторяемости трехфазной последовательности напряжений, вычисляется комбинация импульсов управления вентилями.

На рисунке 2 представлены диаграммы работы системы в режиме выпрямления. Параметры системы: индуктивность и активное сопротивление дросселей L_v и L соответственно равны $L_v=1$ мГн, $R_v=0.1$ Ом, $L=5$ мГн, $R=0.1$ Ом, емкость конденсатора фильтра равна $C=10$ мкФ. Параметры сети: $L_s=50$ мкГн, $R_s=0.5$ Ом, $E_m=310$ В, $f=50$ Гц. Напряжение на конденсаторе звена постоянного тока равно $U_{C\phi}=700$ В. Включение происходит при нулевых сетевых токах. В установившемся режиме токи, потребляемые из сети, совпадают с соответствующими сигналами задания. Фазные напряжения в точках подключения к сети имеют синусоидальную форму.

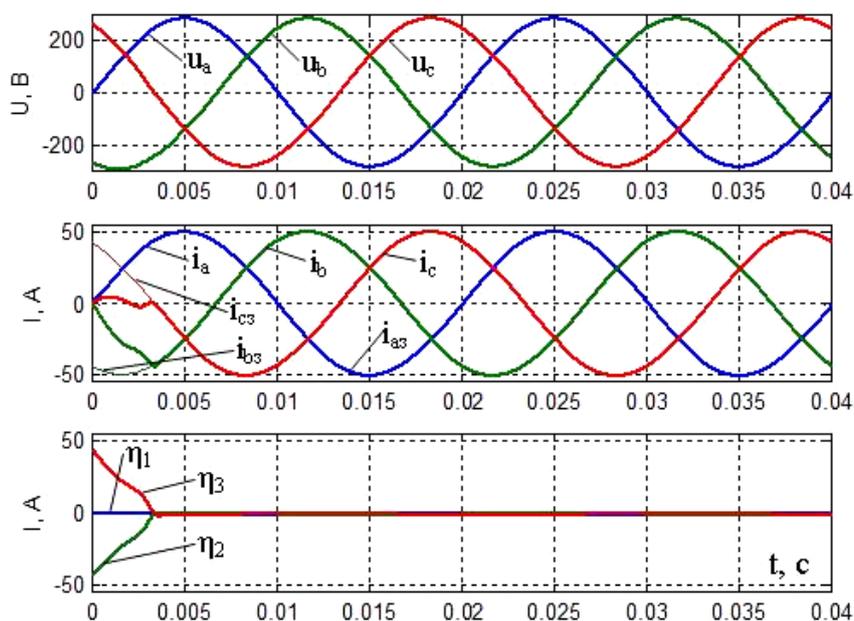


Рисунок 2 – Работа системы в режиме выпрямления

При изменении индуктивности сети от 50 мкГн до 500 мкГн коэффициенты гармоник тока и напряжения составили $THD_I < 0.06\%$, $THD_U < 0.05\%$, что соответствует практически идеальной степени ЭМС с сетью.

На рисунке 3 приведены диаграммы, подтверждающие способность системы регулировать потребляемый из сети ток в широких пределах. При этом в установившихся режимах форма потребляемого из сети тока синусоидальная. Характер переходных процессов апериодический.

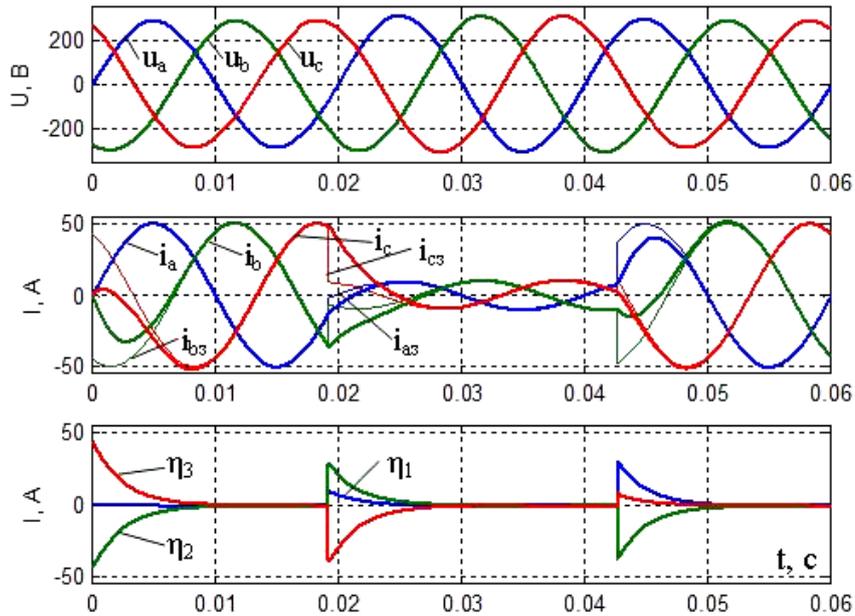


Рисунок 3 – Работа системы в режиме изменения задания на ток

На рисунке 4 приведены диаграммы работы системы при питании от сети с несимметричными фазными напряжениями ($U_{ma}=310\text{В}$, $U_{mb}=238\text{В}$, $U_{mc}=403\text{В}$).

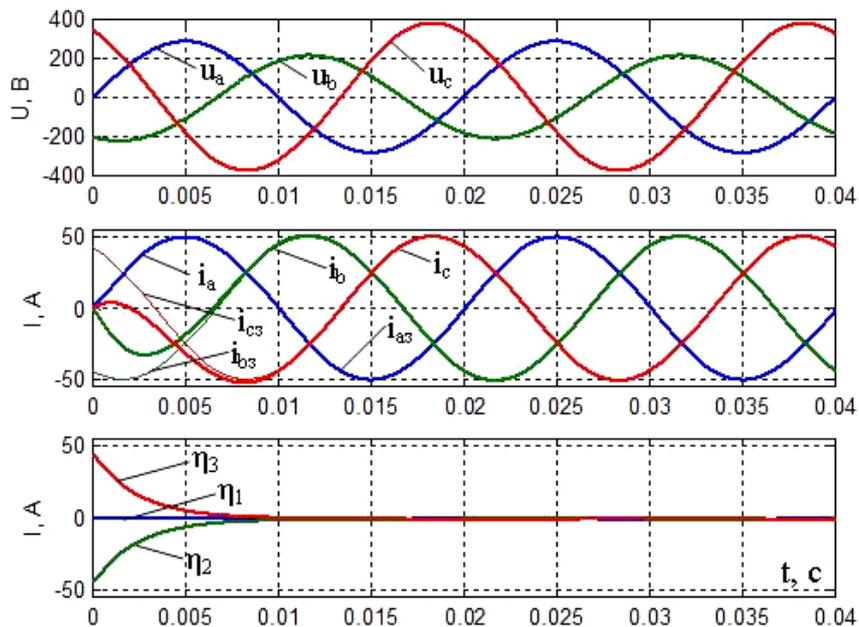


Рисунок 4 – Работа системы при несимметрии напряжений питания

Из диаграмм следует, что система формирует синусоидальные, симметричные потребляемые из сети токи. Коэффициент гармоник тока в этом случае составляет $\text{THD}_1 < 0.16\%$.

На рисунке 5 представлены диаграммы работы системы от асимметричной сети, напряжения которой содержат высшую гармоническую составляющую ($u_{10}=30\sin(10\omega t)$). Как и в предыдущих случаях, потребляемые токи симметричны и синусоидальны. Коэффициент гармоник тока $\text{THD}_I < 0.18\%$.

Во всех рассмотренных выше режимах первые гармоники потребляемого из сети тока и питающего напряжения совпадают по фазе.

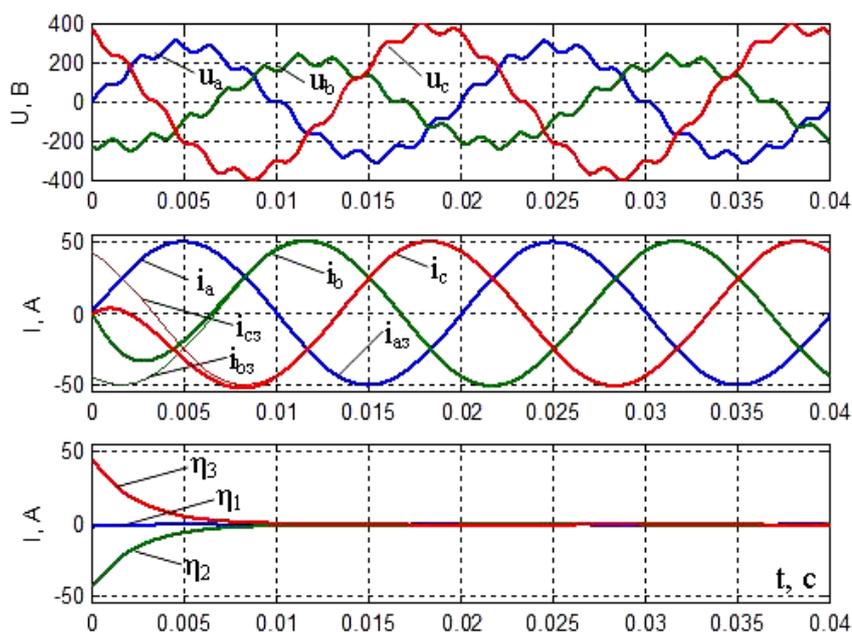


Рисунок 5 – Работа системы при несинусоидальных, несимметричных напряжениях питания

Выводы.

Использование управления на скользящих режимах АВ с входным LCL-фильтром позволяет обеспечить высокую, практически близкую к идеальной, степень электромагнитной совместимости преобразователя с сетью. Изменение импеданса сети практически не влияет на величину коэффициента гармоник сетевого напряжения. Система обладает свойством симметрирования потребляемых токов при питании от несимметричной системы напряжений, содержащих высшие гармонические составляющие. Использование рассмотренной системы в составе ПЧ в качестве входного преобразователя имеет большую перспективу. Дальнейшие исследования следует проводить в направлении изучения свойств рассмотренной системы, определения оптимальных параметров элементов и режимов работы.

Библиографический список

1. *Жаркин А.Ф. Выбор параметров пассивного корректора мощности трехфазного выпрямителя для обеспечения норм эмиссии гармоник тока в соответствии с требованиями стандарта EN 61000-3-12-2005 / А.Ф. Жаркин, С.А. Палачев // Технічна електродинаміка. – 2008. – Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – Ч. 2. – С. 48-52.*
2. *Денисюк С.П. Оцінка точності вимірювання складових електроенергії в системах з перетворювачами електроенергії / С.П. Денисюк, В.О. Кравцов // Технічна електродинаміка. – 2008. – Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – Ч. 1. – С. 61-66.*
3. *Кравченко В.І. Проблеми провадження в Україні технічного регламенту з підтвердження відповідності електромагнітної сумісності / В.І. Кравченко, В.В. Князєв, М.І. Беліков, П.В. Катроша // Технічна електродинаміка. – 2008. – Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – Ч. 1. – С. 109-112.*
4. *Волков И.В. Новая концепция построения силовых цепей частотно-регулируемых асинхронных электроприводов / И.В. Волков // Технічна електродинаміка. – 1999. - №4. – С. 21-26.*
5. *Шрейнер Р.Т. Прогнозирующее релейно-векторное управление активным выпрямителем напряжения / Р.Т. Шрейнер, А.А. Ефимов, Г.С. Зиновьев // Электротехника. – 2001. - №12. – С. 47-52.*
6. *Волков А.В. Компенсация мощности искажений и реактивной мощности посредством активного фильтра с прогнозируемым релейным управлением / А.В. Волков, В.А. Волков // Электротехника. – 2008. - №3. – С. 2-10.*
7. *Скурятин Ю.В. Автономный инвертор напряжения электромагнитно совместимый с нагрузкой / Ю.В. Скурятин, Н.А. Денисевич // Сб. науч. трудов ДонГТУ. – 2011. - Вып. 35. – С. 293-301.*

Рекомендована к печати к.т.н., проф. Паэрандом Ю.Э.