УДК 620.9

Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов

Двойная модуляция электрической энергии в частотно-регулируемом электроприводе

Рассмотрены возможности применения двойной модуляции энергетического потока в частотно-регулируемом электроприводе. Обоснованы предпосылки высокой степени автоматизации, минимального энергопотребления и высокой электромагнитной совместимости с питающей сетью.

Ключевые слова: двойная модуляция электрической энергии, частотно-регулируемый электропривод, автономный инвертор напряжения, активный выпрямитель.

Задача энергосбережения в сетях с мощными электроприводами. Повсеместное использование частотно-регулируемого электропривода как одного из средств реализации энергосбережения практически во всех технологических процессах, в том числе и на всем жизненном пути добычи, транспортировки и потребления самих энергоресурсов, позволило экономить до 30% электрической энергии. Однако преобразователи частоты с входным неуправляемым входным выпрямителем, емкостным фильтром и автономным инвертором для питающих сетей представляют собой сугубо нелинейную нагрузку с импульсным потребляемым током. При этом производители преобразователей частоты позиционируют в технической документации коэффициент мощности не менее 0,95, хотя эта величина относится только к первой гармонике потребляемого тока, поскольку коэффициент гармоник ($K_Г$) потребляемых реальными преобразователями токов превышает 100%. В действительности коэффициент мощности равен произведению коэффициента искажений тока на коэффициент сдвига первой гармоники тока относительно напряжения – $\cos\varphi_Н$ [1]:

$$K_М = K_И \cdot \cos\varphi_Н \text{ или } K_М = \cos\varphi_Н \Big/ \sqrt{1+K_Г^2}\ .$$

В частности, если углы проводимости диодов входного выпрямителя составляют 30 электрических градусов, то $K_Г$ = 116%. При таких углах проводимости диодов преобразователя коэффициент мощности не превышает 62%.

Сложившуюся ситуацию можно классифицировать как проявление новых техногенных вызовов общей задаче энергосбережения, поскольку эмиссия в питающие сети высокочастотных гармоник вызывает дополнительные потери электроэнергии в сетях и снижает их пропускные способности. Конечно, разрешение этой проблематичной ситуации известно и связано с компенсацией мощности искажений быстродействующими статическими компенсаторами реактивной мощности и мощности искажений [2]. Однако сетевые компании не считают необходимым устанавливать такого рода дополнительное оборудование, по стоимости сопоставимое со стоимостью самих преобразователей частоты, поскольку поставляют потребителю энергию в виде напряжения с заданным ГОСТ Р 54149–2010 качеством.

Разрешить сложившуюся противоречивую ситуацию можно, поставляя на рынок преобразователи частоты с действительно высоким коэффициентом мощности. Такими свойствами характеризуются преобразователи частоты с двойной модуляцией энергетического потока [3, 4]. Казалось бы, что двойной комплект транзисторов вдвое увеличит стоимость системы, но необходимо принять во внимание дополнительное усложнение неуправляемого входного выпрямителя по следующим причинам:

а) оснащение его тиристорно-резистивными комплектами заряда конденсатора в процессе пуска;

б) большая величина емкости и стоимость электролитических конденсаторов, которая усложняется еще и необходимостью их последовательного соединения;

в) необходимость оснащения преобразователей частоты силовым транзистором с тормозным резистором, поскольку неуправляемый выпрямитель исключает возврат энергии торможения в сеть. С учетом такого рода технических мер себестоимость их в ближайшее время может сравняться со

стоимостью трехфазного автономного инвертора, оснащенного входным управляемым выпрямителем (УВ).

Двойная модуляция энергетического потока. Рассмотрим суть двойной модуляции на примере реализации электропривода с асинхронным двигателем и преобразователем частоты с управляемым выпрямителем [5–7]. В этом преобразователе переменное напряжение каждой фазы на входе преобразуется полностью управляемым выпрямителем в постоянное напряжение, длительность импульсов которого изменяется в соответствии с управляющим воздействием $U_{\text{у}j}(t)$. Выпрямленное УВ напряжение преобразуется инверторными стойками автономного инвертора напряжения (АИН) в многофазную систему напряжений с требуемыми параметрами в соответствии с сигналами управления $U_{\text{у}i}(t)$.

Энергетический вход и выход каждой фазы УВ и АИН связаны между собой через коммутационную функцию КФ, вид которой определяется управляющим сигналом модуляционного преобразователя:

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= \text{КФ}(U_{\text{У}})U_{\text{ВХ}} \\ I_{\text{ВХ}} &= \text{КФ}(U_{\text{У}})I_{\text{ВЫХ}} \end{aligned}\right\},$$

где $U_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВХ}}$ – напряжение и ток входного источника; $U_{\text{ВЫХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение и ток на выходе ключевого преобразователя; КФ($U_{\text{У}}$) – коммутационная функция преобразователя, определяемая сигналом $U_{\text{У}}$.

При двойной модуляции симметричная многофазная система переменных напряжений

$$U_{\text{ВХ}\,j} = U_m \sin\left(\omega t + \varphi_j\right)$$

(где j = 1, 2, 3 для трехфазной системы) модулируется в общем случае симметричной многофазной системой управляющих воздействий той же частоты

$$U_{\text{У}j} = \mu \cdot \sin\left(\omega t + \theta_j\right),$$

где μ – глубина модуляции; θ_j – фазовый сдвиг модулирующего воздействия.

Вклад каждой фазы U_1, U_2, U_3 в напряжение звена постоянного тока можно представить как

$$U_j = U_m \text{КФ}_j(t)\sin\left(\omega t + \varphi_j\right).$$

Напряжения разных фаз суммируются, и на конденсаторе фильтра выделяется напряжение U_Σ, которое без учета потерь и повышающих свойств активного выпрямителя будет равно

$$U_\Sigma = \sum_{j=1}^{3} U_m \text{КФ}_j(t)\sin\left(\omega t + \varphi_j\right).$$

Полученное в звене постоянного тока напряжение подвергается вторичной модуляции в соответствии с другой системой управляющих сигналов

$$U_{\text{У}i} = \mu_i \sin\left(\Omega_{\text{C}} t + \theta_i\right),$$

где индексам i соответствуют параметры, определяющие требуемые выходные напряжения с амплитудой μ_i, частотой Ω_{C} и фазой θ_i.

Допустим, что требуется воспроизвести на выходе АИН двухфазную систему переменных напряжений

$$U_i = U \sin\left(\Omega_{\text{C}} t + \theta_i\right),$$

а входная сеть задана трехфазной системой переменных напряжений

$$U_{\text{ВХ}\,j} = U_m \sin\left(\omega t + \varphi_i\right).$$

Согласно алгоритму двойной модуляции под действием модулирующих воздействий, совпадающих по фазе и амплитуде с напряжением сети, на выходе управляемого выпрямителя будут действовать напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}\,j} = U_m \sin\left(\omega t + \varphi_i\right)\text{МФ1}(t) = U_m \sin^2\left(\omega t + \varphi_j\right),$$

которые, суммируясь, образуют идеальное, не зависящее от времени (без низкочастотных пульсаций) звено постоянного тока:

$$U_\Sigma = U_m\left[\sin^2 \omega t + \sin^2\left(\omega t + 120°\right) + \sin^2\left(\omega t + 240°\right)\right] =$$

$$= U_m\left[0{,}5 - 0{,}5\cos 2\omega t + 0{,}5 - 0{,}5\cos\left(2\omega t + 120°\right) + 0{,}5 - 0{,}5\cos\left(2\omega t + 240°\right)\right] = 1{,}5U_m.$$

По выражению в квадратных скобках можно видеть, что этот процесс сопровождается суммированием постоянных составляющих и взаимной компенсацией составляющих удвоенной частоты.

Вторичная модуляция напряжения позволяет получить на выходе АИН систему напряжений:

$$U_{\text{ВЫХ}\,i} = U_{\Sigma}\text{МФ2}(t) = 1{,}5U_m \sin(\Omega_{\text{C}}t + \theta_i)\,.$$

Для двухфазной нагрузки угол $\theta_1 = 0°$, а $\theta_2 = 90°$, поэтому на выходе двухфазного АИН действуют напряжения [5]:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_m \sin\Omega_{\text{C}}t;$$
$$U_{\text{ВЫХ2}} = U_m \cos\Omega_{\text{C}}t.$$

Пусть под действием этих напряжений в симметричной активно-индуктивной нагрузке протекают токи

$$I_{\text{ВЫХ1}} = I_m \sin(\Omega_{\text{C}}t + \gamma);$$
$$I_{\text{ВЫХ2}} = I_m \cos(\Omega_{\text{C}}t + \gamma).$$

Каждая фаза вносит вклад в ток звена постоянного тока, определяемый формулой

$$I_0 = I_{\text{ВЫХ}\,i}\text{МФ2}(t) = I_m \sin(\Omega_{\text{C}}t + \gamma_i)\sin(\Omega_{\text{C}}t + \theta_i)\,,$$

в частности

$$I_{01} = I_m \sin(\Omega_{\text{C}}t + \gamma_i)\sin\Omega_{\text{C}}t = I_m/2\left[\cos\gamma - \cos(2\Omega_{\text{C}}t + \gamma)\right];$$
$$I_{02} = I_m \cos(\Omega_{\text{C}}t + \gamma_i)\cos\Omega_{\text{C}}t = I_m/2\left[\cos\gamma + \cos(2\Omega_{\text{C}}t + \gamma)\right].$$

В звене постоянного тока как реакция со стороны нагрузки будет протекать ток I_{Σ}, равный сумме токов I_{01} и I_{02}. Нетрудно показать, что в этом звене будет выделена постоянная составляющая тока, также не зависящая от времени и равная $I_{\Sigma} = I_m \cos\gamma_i$, а сумма переменных составляющих удвоенной частоты будет равна нулю за счет включения их в общий контур в звене постоянного тока и взаимной компенсации.

Таким образом, осуществляются преобразование активной составляющей тока нагрузки в ток звена постоянного тока и взаимная компенсация реактивной составляющей тока нагрузки. С учетом сказанного потребляемый из сети ток будет равен

$$I_{\text{ВХ}\,j} = I_{\Sigma}(t)\cos\gamma_i \sin(\omega t + \varphi_j).$$

Из последнего выражения следует, что из сети потребляется только активная составляющая тока многофазной нагрузки, пропорциональная косинусу угла нагрузки, а реактивная составляющая тока нагрузки циркулирует между фазами и замыкается в общих узлах АИН.

Электропривод с преобразователем частоты на основе двойной модуляции. На рис. 1–3 показаны результаты моделирования переходных процессов пуска асинхронного электропривода с преобразователем частоты на основе двойной модуляции. В качестве параметров фильтра принимались значения сопротивления $R = 10^{-1}$ Ом, индуктивности $L = 10^{-3}$ Гн и емкости $C = 10^{-3}$ Ф. Моделировался процесс пуска электродвигателя 4А100/4SY3 при напряжении $U_m = 311$ В и угловой частоте питающей сети $\omega = 314{,}16$ с$^{-1}$. Напряжение сети преобразовывалось с помощью УВ и АИН в напряжение с пониженной до 225 В амплитудой и частотой 188,5 с$^{-1}$ формированием соответствующих управляющих воздействий $U_{\text{У}j}$ и $U_{\text{У}i}$. Результаты моделирования показаны в виде зависимостей от времени фазных напряжений и $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, токов $I_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$, момента M и частоты вращения ω_r ротора двигателя.

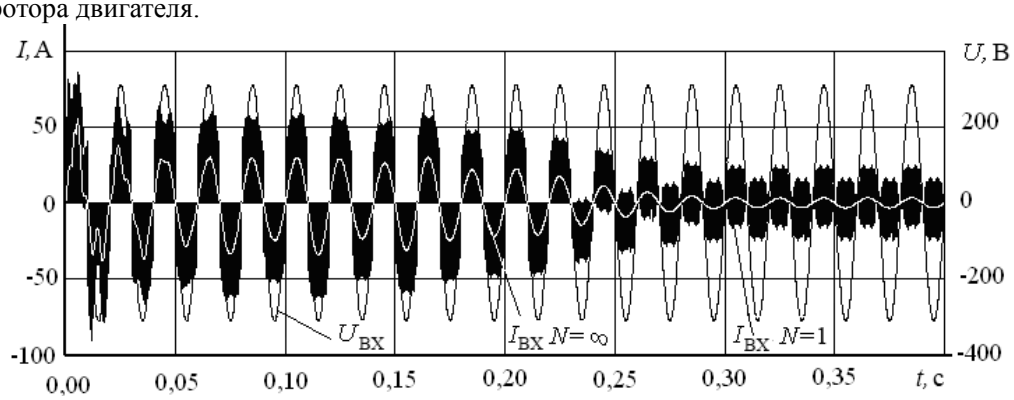

Рис. 1. Фазные токи и напряжения на входе активного выпрямителя

Угол между напряжением сети и потребляемым из нее током (см. рис. 1) близок к нулю и определяется только конечной частотой импульсной модуляции, равной в нашем случае 900 Гц. Между первой гармонической напряжения на выходе АИН и током двигателя есть сдвиг (см. рис. 2), определяемый свойством асинхронного двигателя расходовать на создание магнитного поля реактивную энергию, потребляя ее из сети. Однако при двойной модуляции энергетического потока эта энергия потребляется из сети только при пуске двигателя, а в установившемся режиме реализуется междуфазный обмен через звено постоянного тока.

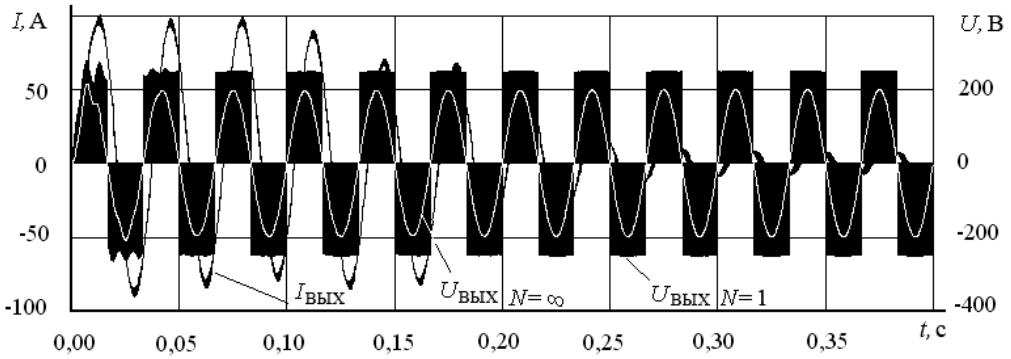

Рис. 2. Фазные токи и напряжения на выходе автономного инвертора

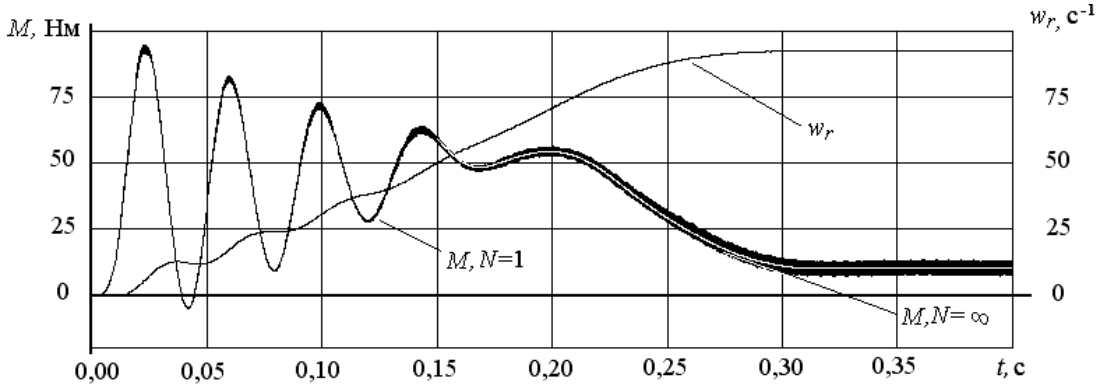

Рис. 3. Момент и частота вращения двигателя

С увеличением кратности квантования все большую долю общей энергии несет первая гармоника. Это позволяет без ущерба для точности использовать приемы усреднения и заменить коммутационные функции КФ$_i$(t) и КФ$_j$(t) их непрерывными составляющими МФ$_i$(t) и МФ$_j$(t). В этом случае возможно аналитическое описание процессов двойной модуляции, как это показано выше.

Сказанное также иллюстрируется результатами моделирования пуска двигателя с непрерывной модулирующей функцией. Эти результаты показаны на рис. 1, 2, 3 линиями белого цвета на темном фоне при $N = \infty$.

Заключение. Использование в качестве управляемых как по амплитуде, так и по частоте выходных сигналов преобразователей на основе импульсной модуляции с двойным преобразованием энергетического потока в автоматизированном электроприводе с асинхронными двигателями позволяет получить ряд преимуществ, к которым в первую очередь следует отнести:

а) потребление из сети практически синусоидальных токов;

б) потребление из сети минимально возможного результирующего тока, определяемого только передаваемой двигателю активной мощностью без потребления реактивных токов;

в) возможность генерирования в сеть реактивной мощности;

г) практически синусоидальное напряжение на выходе преобразователя, обеспечивающее минимальные пульсации момента на валу двигателя и возможность получения на основе этого стабильного вращения вала с низкой угловой частотой.

Все эти преимущества, наряду с возможностями автоматического управления асинхронным электроприводом, создают условия для разработки систем управления технологическими процессами с высокой степенью автоматизации и минимальным энергопотреблением при достаточно высокой электромагнитной совместимости с питающей сетью.

Литература

1. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.

2. Энергосберегающие технологии компенсации реактивной мощности и мощности искажений / А.Ю. Иванов, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, В.В. Русанов, А.В. Федотов // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 314, № 4. – С. 104–110.

3. Михальченко Г.Я. Формирование потребляемого из сети тока в модуляционных преобразователях с бестрансформаторным входом // Материалы семинара «Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА». – М., 1986. – С. 34–42.

4. Михальченко Г.Я. Двойная модуляция потока энергии при воспроизведении низкочастотных сигналов в многофазных преобразователях // Техническая электродинамика. –1988. – № 5. – С. 34–43.

5. Гавриш П.Е. Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора / П.Е. Гавриш, С.Г. Михальченко, Г.Я. Михальченко // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 4(30). – С. 103–108.

6. Промышленная электроника в энергосбережении / Г.Я. Михальченко, А.С. Стребков, В.А. Хвостов, С.А. Шумейко – Томск: ТУСУР, 2007. – 248 с.

7. Михальченко Г.Я. Режимы работы трёхфазного активного выпрямителя / Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов // Электропитание. – 2014. – №2. – С. 50–53.

Михальченко Геннадий Яковлевич
Д-р техн. наук, профессор, директор НИИ промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Муликов Дмитрий Сергеевич
Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Mikhalchenko G.Ya. Mulikov D.S.

Double modulation of electric energy in the frequency-controlled electric drive

Possibilities of application of double modulation of a power stream in the frequency-controlled electric drive are considered. Prerequisites of high extent of automation, the minimum energy consumption and high electromagnetic compatibility with a power line are proved.

Keywords: double modulation of electric energy, frequency-controlled electric drive, voltage inverter, active rectifier.