

СТРАТЕГИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ВЕКТОРА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В НИЖНЕЙ ЧАСТИ ДИАПАЗОНА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Введение. В настоящее время формирование напряжения и тока в многофазных преобразователях частоты основывается, как правило, на векторных принципах и широтно-импульсной модуляции (ШИМ), что, в свою очередь, хорошо вписывается в концепцию векторного управления электроприводом переменного тока. Система регулирования электропривода вырабатывает в числе других параметров вектор задания напряжения для двигателя, который обрабатывается системой управления преобразователя в виде требуемого пространственного вектора выходного напряжения.

Векторная ШИМ достаточно давно используется в автономных инверторах напряжения (АИН). Матричные преобразователи (МП), как альтернатива традиционным преобразователям частоты с промежуточным звеном выпрямления, признаны конкурентоспособными для ряда применений, в частности, в высокочастотном электроприводе, работающем в 4-х квадрантном режиме [1]. В матричных преобразователях задача синтеза среднего на такте ШИМ пространственного вектора напряжения является более сложной, чем в АИН, т.к. он формируется не из постоянного напряжения звена выпрямления, а из системы питающих МП переменных напряжений. Вследствие этого в распоряжении имеются не 8, как в АИН, а 21 стационарный вектор. Соответственно, на каждом такте векторной ШИМ используются не 3, а 5 стационарных векторов – четыре активных (ненулевых) и нулевой вектор [1]. Ненулевые стационарные векторы формируются поочередно из двух максимальных по модулю линейных напряжений питающей сети внутри 60-градусных интервалов, границами которых служат моменты изменения полярности фазных напряжений сети (рис. 1). На векторной диаграмме выходного напряжения эти векторы образуют попарно границы 60-градусных секторов, внутри которых может быть расположен заданный пространственный вектор. Например, на рис. 2 показан заданный вектор в системе координат a-b: $\mathbf{u}_{ref} = [u_a \ u_b]^T$. По общепринятой технологии он синтезируется из составляющих, расположенных по границам 60-градусных секторов:

$$\begin{cases} |\mathbf{u}_{ref(n)}| = d_{\delta(n)}|u_v - u_{\delta}| + d_{\gamma(n)}|u_v - u_{\gamma}| \\ |\mathbf{u}_{ref(n+1)}| = d_{\delta(n+1)}|u_v - u_{\delta}| + d_{\gamma(n+1)}|u_v - u_{\gamma}| \end{cases}, n=1 \dots 6, \quad (1)$$

где $(u_v - u_{\delta})$ и $(u_v - u_{\gamma})$ - упомянутые выше линейные напряжения сети (u_{AB} и u_{AC} на рис.1), причем u_{δ} и u_{γ} - фазные напряжения одинаковой полярности (соответствуют u_B и u_C на рис.1), u_v - фазное напряжение противоположной полярности внутри упомянутых 60-градусных интервалов системы напряжений питающей сети (соответствует u_A на рис. 1); $d_{\delta(n)}$, $d_{\gamma(n)}$ и $d_{\delta(n+1)}$ и $d_{\gamma(n+1)}$ - относительные длительности (длительности интервалов, отнесенные к периоду T несущей частоты ШИМ).

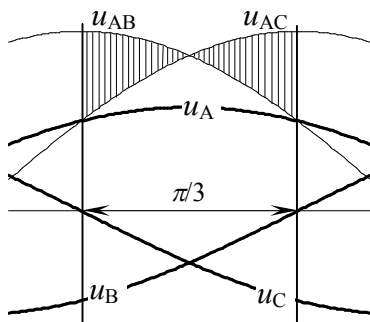


Рис. 1

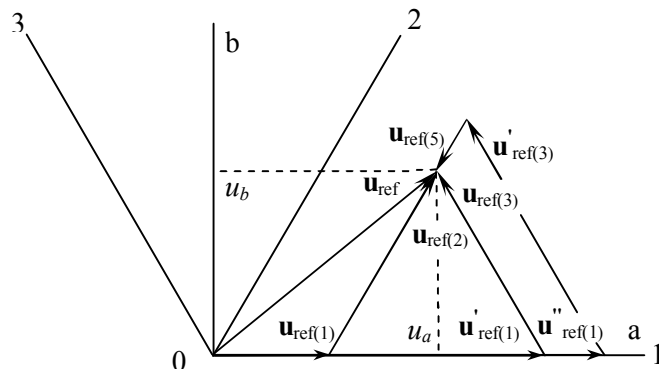


Рис. 2

На каждом такте ШИМ относительные длительности рассчитываются, исходя из мгновенных значений

входных напряжений МП перед началом такта и координат формируемого пространственного вектора выходного напряжения [1]:

$$\begin{bmatrix} d_{\delta(n)} \\ d_{\gamma(n)} \\ d_{\delta(n+1)} \\ d_{\gamma(n+1)} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{\Delta} \begin{bmatrix} |u_{\delta}| \left(u_a \sin \frac{n\pi}{3} - u_b \cos \frac{n\pi}{3} \right) \\ |u_{\gamma}| \left(u_a \sin \frac{n\pi}{3} - u_b \cos \frac{n\pi}{3} \right) \\ |u_{\delta}| \left(-u_a \sin \frac{(n-1)\pi}{3} + u_b \cos \frac{(n-1)\pi}{3} \right) \\ |u_{\gamma}| \left(-u_a \sin \frac{(n-1)\pi}{3} + u_b \cos \frac{(n-1)\pi}{3} \right) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $\Delta = u_{\delta}^2 + u_{\gamma}^2 - (u_{\delta} + u_{\gamma})u_v$.

Как видно из выражения (2), в алгоритм расчета включено измерение мгновенных значений входных напряжений МП, что обеспечивает инвариантность получения нужного пространственного вектора выходного напряжения при несимметрии и искажениях в питающей сети [1].

Для изображенного на рис. 2 случая расположения заданного пространственного вектора выходного напряжения в первом секторе

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{\text{ref}} &= \mathbf{u}_{\text{ref}(n)} + \mathbf{u}_{\text{ref}(n+1)} = \mathbf{u}_{\text{ref}(1)} + \mathbf{u}_{\text{ref}(2)}, \\ |\mathbf{u}_{\text{ref}(1)}| &= d_{\delta(1)}(u_v - u_{\delta}) + d_{\gamma(1)}(u_v - u_{\gamma}), \\ |\mathbf{u}_{\text{ref}(2)}| &= d_{\delta(2)}(u_v - u_{\delta}) + d_{\gamma(2)}(u_v - u_{\gamma}). \end{aligned} \quad (3)$$

В алгоритме управления реального МП необходимо учитывать неидеальность полупроводниковых ключей и конечную продолжительность процессов коммутации. Так, при безопасной пошаговой коммутации [1] время перевода МП из одного стационарного состояния в другое (т.е. переход от одного стационарного вектора к другому) может занимать несколько микросекунд в зависимости от коммутируемого тока и типа используемых IGBT-транзисторов. Это, в свою очередь, накладывает ограничения на минимальные относительные длительности, необходимые для формирования того или иного стационарного вектора. Особенно существенно такие ограничения сказываются при глубоком регулировании, когда задаваемый минимальный порог может составлять значительную долю по отношению к общей продолжительности формирования ненулевых векторов на такте ШИМ. Результаты моделирования на рис. 3, 4 иллюстрируют возникающие искажения выходного напряжения МП при следующих условиях: несущая частота ШИМ – 5 кГц, ограничение длительности формирования стационарного вектора – 4 мкс, выходная частота – 1 Гц, задание напряжения – 10 % от максимального (рис. 3 а, 4 а – годографы пространственного вектора, рис. 3 б, 4 б – кривые мгновенных значений). В первом случае (рис. 3) относительные длительности, которые меньше порога, обнуляются, во втором (рис. 4) – приравниваются к пороговому значению.

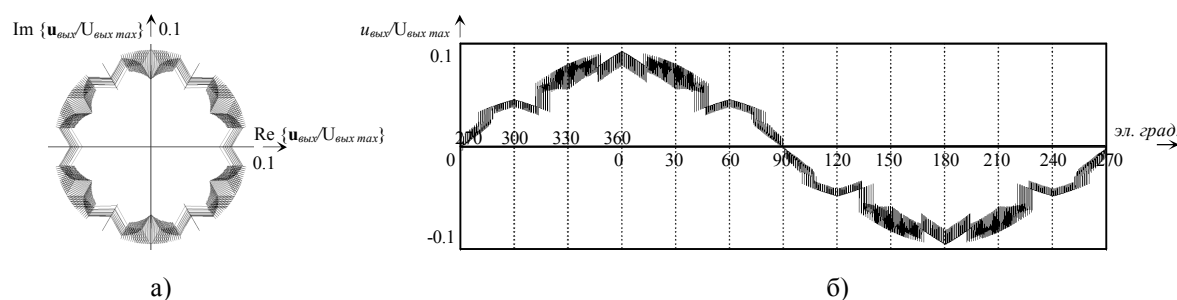


Рис. 3

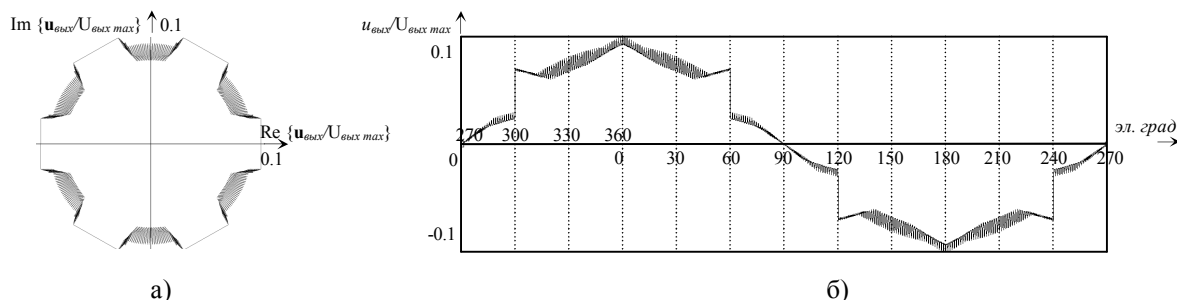


Рис. 4

Проблема компенсации так называемого "мертвого времени", связанного с временными задержками для безопасного переключения силовых транзисторов и с конечным временем коммутации, давно известна для АИН, и для ее разрешения предложены разнообразные подходы. Например, в [2] описан эффект такой компенсации в реальных разработках системы регулируемого электропривода с АИН.

В работе [3] были кратко рассмотрены несколько подходов к коррекции расчетных значений относительных длительностей при невозможности формирования в МП одного или более стационарных векторов на такте ШИМ по изложенным выше причинам. После сравнения их между собой был сделан вывод о преимуществе варианта, в котором акцент делался на стабилизацию модуля заданного пространственного вектора выходного напряжения при его формировании не из 5, а из меньшего количества стационарных векторов.

Постановка задачи исследования. В настоящей статье рассматриваются пути дальнейшего развития и обоснования способов компенсации ограничений, включая результаты моделирования и экспериментальных исследований.

Материалы исследования. Одно из ограничений, накладываемых на минимальную длительность формирования стационарного вектора, связано с близостью кривых входных напряжений МП к границам 60-градусных интервалов (рис. 1), когда мгновенные значения фазных напряжений близки к нулю. Это ограничение действует во всем диапазоне выходных частот и напряжений МП, но особенно оно может сказаться и привести к ощутимым искажениям напряжения и тока нагрузки при глубоком регулировании. В таком случае следует пересчитывать относительные длительности в пользу одного из входных линейных напряжений при отбрасывании другого линейного напряжения и сохранении среднего значения напряжения за период несущей частоты.

Предположим, что

$$d_{\delta(n)} < d_{\min} \quad (d_{\gamma(n)} < d_{\min}), \text{ причем } d_{\delta(n)} \leq d_{\gamma(n)} \quad (d_{\gamma(n)} \leq d_{\delta(n)})$$

и/или

$$d_{\delta(n+1)} < d_{\min} \quad (d_{\gamma(n+1)} < d_{\min}), \text{ причем } d_{\delta(n+1)} \leq d_{\gamma(n+1)} \quad (d_{\gamma(n+1)} \leq d_{\delta(n+1)}).$$

Тогда поступаем следующим образом:

$$\begin{aligned} |u_{\text{ref}(n)}| &= d_{\delta(n)} |u_v - u_\delta| + d_{\gamma(n)} |u_v - u_\gamma| = d'_{\delta(n)} |u_v - u_\delta| \\ \left(|u_{\text{ref}(n)}| \right) &= d'_{\gamma(n)} |u_v - u_\gamma| \end{aligned}$$

и/или

$$\begin{aligned} |u_{\text{ref}(n+1)}| &= d_{\delta(n+1)} |u_v - u_\delta| + d_{\gamma(n+1)} |u_v - u_\gamma| = d'_{\delta(n+1)} |u_v - u_\delta| \\ \left(|u_{\text{ref}(n+1)}| \right) &= d'_{\gamma(n+1)} |u_v - u_\gamma| \end{aligned}$$

где штрихом помечены пересчитываемые значения.

Учитывая, что $u_v - u_\delta = -u_\delta - u_\gamma - u_\delta = -(2u_\delta + u_\gamma)$ и $u_v - u_\gamma = -(2u_\gamma + u_\delta)$, получим из (5)

$$\begin{aligned} d'_{\delta(n)} &= d_{\delta(n)} + d_{\gamma(n)} \frac{u_v - u_\gamma}{u_v - u_\delta} = d_{\delta(n)} + d_{\gamma(n)} \frac{2u_\gamma + u_\delta}{2u_\delta + u_\gamma} = d_{\delta(n)} + d_{\gamma(n)} \frac{2d_{\gamma(n)} + d_{\delta(n)}}{2d_{\delta(n)} + d_{\gamma(n)}} = \\ &= 2 \frac{d_{\delta(n)}^2 + d_{\gamma(n)}^2 + d_{\delta(n)} d_{\gamma(n)}}{2d_{\delta(n)} + d_{\gamma(n)}}; \quad d'_{\gamma(n)} = 0; \\ \left(d'_{\gamma(n)} = 2 \frac{d_{\delta(n)}^2 + d_{\gamma(n)}^2 + d_{\delta(n)} d_{\gamma(n)}}{2d_{\gamma(n)} + d_{\delta(n)}}, \quad d'_{\delta(n)} = 0 \right) \end{aligned} \tag{6}$$

и/или

$$\begin{aligned} \mathbf{d}'_{\delta(n+1)} &= 2 \frac{\mathbf{d}^2_{\delta(n+1)} + \mathbf{d}^2_{\gamma(n+1)} + \mathbf{d}_{\delta(n+1)} \mathbf{d}_{\gamma(n+1)}}{2\mathbf{d}_{\delta(n+1)} + \mathbf{d}_{\gamma(n+1)}}, \quad \mathbf{d}'_{\gamma(n+1)} = 0 \\ \left(\mathbf{d}'_{\gamma(n+1)} &= 2 \frac{\mathbf{d}^2_{\delta(n+1)} + \mathbf{d}^2_{\gamma(n+1)} + \mathbf{d}_{\delta(n+1)} \mathbf{d}_{\gamma(n+1)}}{2\mathbf{d}_{\gamma(n+1)} + \mathbf{d}_{\delta(n+1)}}, \quad \mathbf{d}'_{\delta(n+1)} = 0 \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Следующий случай вступления в силу ограничений на минимальные длительности связан с расположением пространственного вектора выходного напряжения МП вблизи границ секторов (рис. 2), когда не могут быть реализованы составляющие этих векторов $\mathbf{u}_{\text{ref}(n)}$ или $\mathbf{u}_{\text{ref}(n+1)}$. Здесь возможны несколько подходов к формированию выходного напряжения.

1. Реализуется пространственный вектор вдоль какой-либо границы сектора, равный по модулю заданному вектору выходного напряжения \mathbf{u}_{ref} . При этом отбрасывается другая составляющая вдоль другой границы сектора. Например,

$$\mathbf{u}_{\text{ref}(n)} = \mathbf{u}_{\delta(n)} + \mathbf{u}_{\gamma(n)} \text{ либо } \mathbf{u}_{\text{ref}(n+1)} = \mathbf{u}_{\delta(n+1)} + \mathbf{u}_{\gamma(n+1)}, \quad (8)$$

а это означает, что

$$\mathbf{d}'_{\delta(n)} + \mathbf{d}'_{\gamma(n)} < \mathbf{d}_{\min} \text{ либо } \mathbf{d}'_{\delta(n+1)} + \mathbf{d}'_{\gamma(n+1)} < \mathbf{d}_{\min}. \quad (9)$$

В таком случае принимается:

$$|\mathbf{u}_{\text{ref}(n+1)}| = |\mathbf{u}_{\text{ref}}| \text{ и } |\mathbf{u}_{\text{ref}(n)}| = 0 \text{ либо } |\mathbf{u}_{\text{ref}(n)}| = |\mathbf{u}_{\text{ref}}| \text{ и } |\mathbf{u}_{\text{ref}(n+1)}| = 0. \quad (10)$$

Исходя из теоремы косинусов, получим:

$$\begin{aligned} \mathbf{d}''_{\delta(n+1)} &= \sqrt{\mathbf{d}^2_{\delta(n)} + \mathbf{d}^2_{\delta(n+1)} + \mathbf{d}'_{\delta(n)} \mathbf{d}'_{\delta(n+1)}}; \quad \mathbf{d}''_{\delta(n)} = 0 \\ \mathbf{d}''_{\gamma(n+1)} &= \sqrt{\mathbf{d}^2_{\gamma(n)} + \mathbf{d}^2_{\gamma(n+1)} + \mathbf{d}'_{\gamma(n)} \mathbf{d}'_{\gamma(n+1)}}; \quad \mathbf{d}''_{\gamma(n)} = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

либо

$$\begin{aligned} \mathbf{d}''_{\delta(n)} &= \sqrt{\mathbf{d}^2_{\delta(n)} + \mathbf{d}^2_{\delta(n+1)} + \mathbf{d}'_{\delta(n)} \mathbf{d}'_{\delta(n+1)}}; \quad \mathbf{d}''_{\delta(n+1)} = 0 \\ \mathbf{d}''_{\gamma(n)} &= \sqrt{\mathbf{d}^2_{\gamma(n)} + \mathbf{d}^2_{\gamma(n+1)} + \mathbf{d}'_{\gamma(n)} \mathbf{d}'_{\gamma(n+1)}}; \quad \mathbf{d}''_{\gamma(n+1)} = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

Вышеизложенный способ формирования пространственного вектора в соответствии с относительными длительностями (11) и (12) позволяет получить его годограф в виде неискаженной окружности (рис. 5 а), однако развертка во времени его проекции на действительную ось, т.е. кривая мгновенных значений (усредненных, без высокочастотных составляющих, которые фильтруются) имеет через каждые 60 эл.град. выходной частоты при критическом прохождении границ секторов (рис. 2) отрезки постоянного напряжения (рис. 5 б). Это приводит к тому, что на этих временных интервалах искажается и форма тока в двигателе. Особенно явственно это проявляется при глубоком регулировании на низкой частоте и малом напряжении. Условия задания напряжения на рис. 5 такие же, как и на рис. 3, 4.

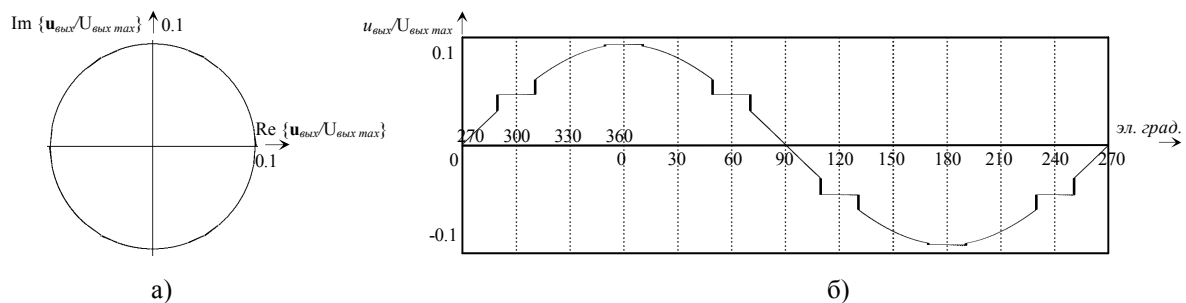


Рис. 5

2. Другой способ, позволяющий более радикально улучшить формы кривых выходного напряжения МП и тока двигателя, заключается в следующем. При соблюдении условий (8), (9) вблизи границ секторов мы не применяем правило (10), а формируем заданный выходной пространственный вектор МП из стационарных векторов, расположенных под углом 120 эл. град. по отношению друг к другу, т.е. расширяем сектор до 120 эл.

град. Как показано на рис. 2, заданный вектор может быть сформирован следующим образом:

$$\mathbf{u}_{\text{ref}} = \mathbf{u}'_{\text{ref}(1)} + \mathbf{u}_{\text{ref}(3)}, \tag{13}$$

причем

$$|\mathbf{u}'_{\text{ref}(1)}| = |\mathbf{u}_{\text{ref}(1)}| + |\mathbf{u}_{\text{ref}(2)}| \tag{14}$$

$$\mathbf{d}'_{\delta(1)} = \mathbf{d}_{\delta(1)} + \mathbf{d}_{\delta(2)}; \mathbf{d}'_{\gamma(1)} = \mathbf{d}_{\gamma(1)} + \mathbf{d}_{\gamma(2)}$$

$$|\mathbf{u}_{\text{ref}(3)}| = |\mathbf{u}_{\text{ref}(2)}| \tag{15}$$

$$\mathbf{d}_{\delta(3)} = \mathbf{d}_{\delta(2)}; \mathbf{d}_{\gamma(3)} = \mathbf{d}_{\gamma(2)}$$

За счет увеличения по модулю составляющих стационарных векторов, например, $\mathbf{u}_{\text{ref}(1)}$ при угловом расположении заданного пространственного вектора вблизи $\mathbf{u}_{\text{ref}(2)}$ (рис. 2) увеличиваются и соответствующие относительные времена согласно (14), что и позволяет преодолеть ограничения на их минимальные значения. Годограф пространственного вектора выходного напряжения МП и кривая мгновенных значений приведены на рис. 6 а и рис. 6 б соответственно. Условия задания напряжения такие же, как и в предыдущих случаях.

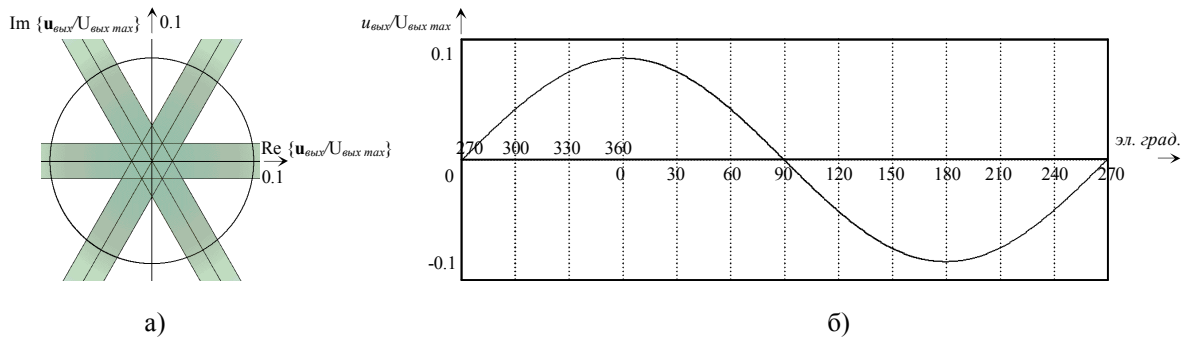


Рис. 6

Однако, следует иметь в виду, что такой способ связан с ощутимым увеличением числа коммутаций на каждом цикле ШИМ (до 8 вместо 4, как показано на рис. 7 а – траектория чередования стационарных векторов, рис. 7 б – очередность подключения фаз нагрузки к фазам сети). Поэтому и применять его стоит при глубоком регулировании и лишь вблизи границ 60-градусных секторов (рис. 2). Серым цветом на рис. 6 а условно показаны зоны, в которых использован этот способ.

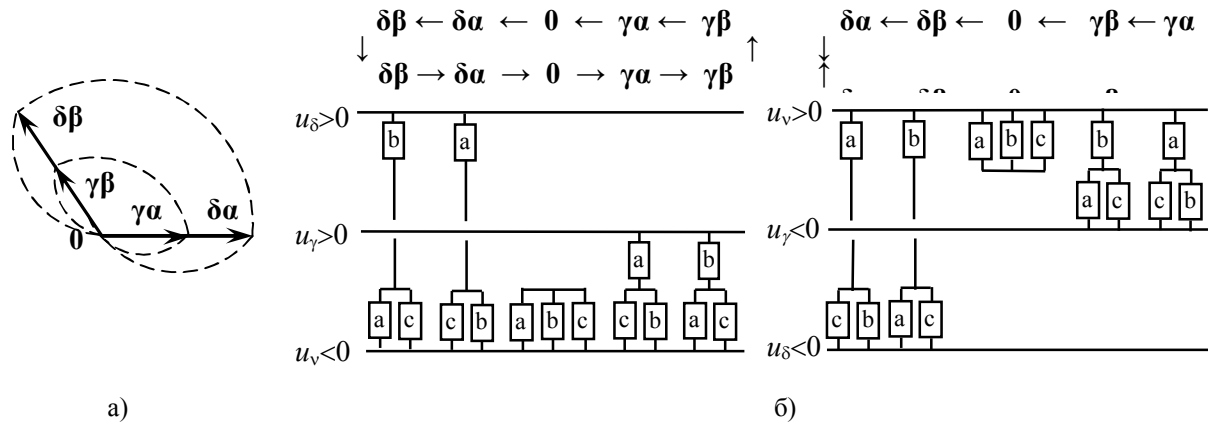


Рис. 7

3. Дальнейшее усложнение алгоритма, позволяющее сформировать выходное напряжение МП низкого уровня, заключается в использовании на каждом такте ШИМ трех пар стационарных векторов, расположенных под углами 120 эл. град. друг к другу, а именно (рис. 2):

$$\mathbf{u}_{\text{ref}}'' = \mathbf{u}_{\text{ref}(1)}'' + \mathbf{u}_{\text{ref}(3)}' + \mathbf{u}_{\text{ref}(5)}, \quad (16)$$

причем

$$\left| \mathbf{u}_{\text{ref}(1)}'' \right| = \left| \mathbf{u}_{\text{ref}(1)}' \right| + \left| \mathbf{u}_{\text{ref}(5)} \right| = \left| \mathbf{u}_{\text{ref}(1)} \right| + \left| \mathbf{u}_{\text{ref}(2)} \right| + \left| \mathbf{u}_{\text{ref}(5)} \right|; \quad (17)$$

$$\mathbf{d}_{\delta(1)}'' = \mathbf{d}_{\delta(1)} + \mathbf{d}_{\delta(2)} + \mathbf{d}_{\delta(5)}; \quad \mathbf{d}_{\gamma(1)}'' = \mathbf{d}_{\gamma(1)} + \mathbf{d}_{\gamma(2)} + \mathbf{d}_{\gamma(5)}.$$

Относительную длительность реализации вектора $\mathbf{u}_{\text{ref}(5)}$ можно задать минимальной: $d_{\delta(5)} + d_{\gamma(5)} = d_{\min}$.

Данный алгоритм также связан с ограничением по величине задаваемого пространственного вектора выходного напряжения МП и приводит к увеличению числа коммутаций на каждом такте ШИМ, т.е. применим при глубоком регулировании и вблизи границ 60-градусных секторов.

Похожий подход к формированию заданного пространственного вектора напряжения изложен в работе (4), но касается она АИН и, естественно, не учитывает специфики МП, кроме того, в ней не приводятся правильные расчетные формулы для относительных времен состояний преобразователя и не показаны ограничения на применимость алгоритма.

Для подтверждения работоспособности предложенной стратегии формирования пространственного вектора выходного напряжения МП были проведены экспериментальные исследования на базе образца МП с нагрузкой на асинхронный двигатель мощностью 5 кВт. Для отработки алгоритмов управления МП был использован контроллер реального времени dSPACE DS1102 на базе цифрового сигнального процессора (TMS320C31), подключенного к шине персонального компьютера. На рис. 8 показаны для сравнения экспериментальные кривые тока нагрузки МП частотой 0,8 Гц при $u/f \approx \text{const}$.

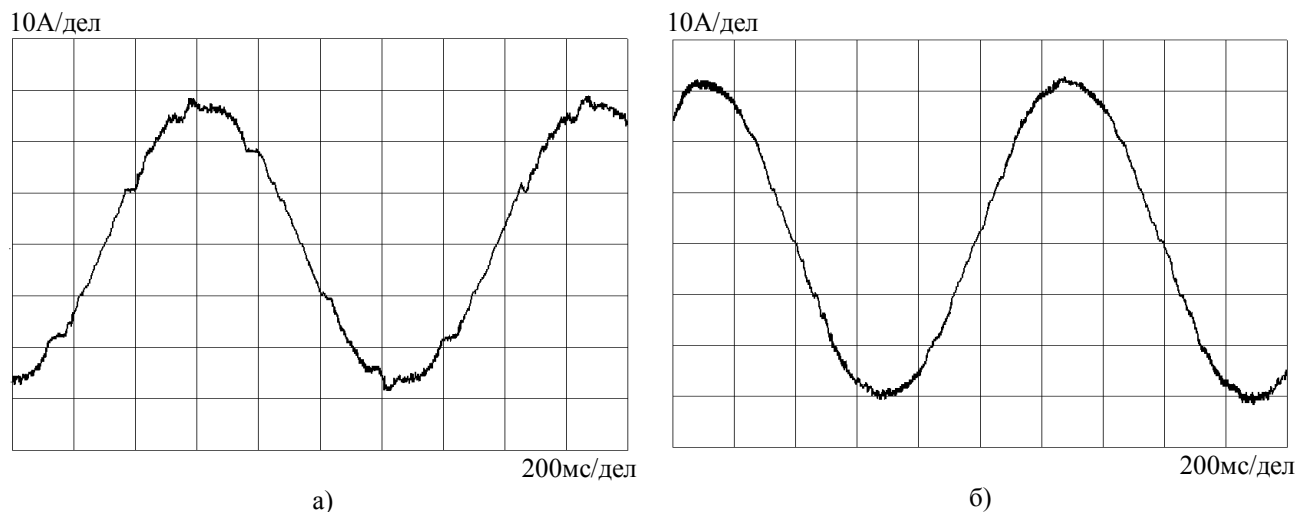


Рис. 8

Рис. 8 а относится к случаю, когда при достижении минимального значения длительность интервала для формирования стационарного вектора принимается равной нулю, а рис. 8 б – когда в зоне действия ограничений происходит как обнуление, так и перераспределение длительностей с тем, чтобы скорректировать средний на цикле ШИМ вектор, приблизив его к заданному значению.

Выводы. Из формы экспериментальных кривых тока нагрузки МП можно сделать вывод о высокой эффективности даже простейшего из вариантов предложенной стратегии формирования выходного напряжения при глубоком регулировании электропривода.

Литература.

1. Чехет Э.М., Михальский В.М., Пересада С.М., Соболев В.Н., Шаповал И.А. Матричные преобразователи для электромеханических систем переменного тока // Техн. электродинамика. Проблемы современной электротехники. – Темат. вып. – 2004. – Ч.1. – С.92-103.
2. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом // Электротехника. – 2003. – №7. – С.7-17.
3. Михальский В.М., Соболев В.Н., Полищук С. И., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Оптимизация длительностей стационарных состояний матричного преобразователя при глубоком регулировании асинхронного электропривода // Техн. электродинамика. Силовая электроника та енергоефективність. – Темат. вип. – 2002. – Ч.1. – С.9-18.

4. Барский В.А., Дубров Н.Н., Уфимцев И.В. Формирование пространственного вектора напряжения автономного инвертора при глубоком регулировании // Техн. электродинамика. Силовая электроника та енергоефективність. – Темат. вип. – 2001. – Ч.1. – С.80-81.