УДК 621.372.63

А.В.КУДРЯВЦЕВ
Горно-электромеханический факультет, группа ЭРМ-02, ассистент профессора

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ЧЕТЫРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Основой мощных частотно-регулируемых электроприводов среднего уровня напряжения являются многоуровневые инверторы различной топологии. Статья посвящена улучшению характеристик преобразователя частоты путем использования четырехуровневого инвертора напряжения с «плавающими» конденсаторами. На основе компьютерной модели инвертора в среде Matlab Simulink рассматривается процесс формирования четырехуровневого инвертора напряжения. Предложен и апробирован алгоритмический метод стабилизации напряжений на «плавающих» конденсаторах.

High-power medium-voltage frequency-controlled electric drives are based on multilevel inverters of different layout. The paper is dedicated to enhancing characteristics of the frequency converter by means of a four-level voltage inverter with floating capacitors. The formation process of a four-level voltage inverter is studied on the basis of a computer model simulated with application of the Matlab Simulink software. An algorithmic method of voltage regulation with floating capacitors is offered and tested.

Основная доля электроэнергии в энергетике, промышленности и других отраслях расходуется нерегулируемыми электроприводами. При этом изменение режимов работы приводных объектов механическими способами связано с существенными энергетическими потерями. Повышение эффективности электромеханических комплексов связано с использованием частотно-регулируемых электроприводов.

Наибольшее распространение среди устройств для регулирования частоты вращения двигателей получили двухзвенные преобразователи частоты, преобразующие электроэнергию питающей сети в электроэнергию с требуемыми значениями напряжения, тока и частоты в два этапа. На первом этапе с помощью выпрямителя производится преобразование тока и напряжения сети с частотой 50 Гц в постоянные ток и напряжение. На втором этапе постоянные ток и напряжение преобразуются в переменные, но уже с новыми значениями тока, напряжения и частоты, требуемыми для обеспечения желаемого режима работы электродвигателя. Это преобразование осуществляется автономными инверторами тока или напряжения. Последние получили наибольшее распространение на практике.

Требования к инвертору преобразователя частоты определяются главным образом напряжением и мощностью приводного двигателя. Основной диапазон мощностей двигателей среднего напряжения $U = 6$ кВ охватывает ряд от 0,25 до 8 МВт [1]. Из-за сравнительно низких значений обратного напряжения силовых элементов схем преобразователи частоты для таких машин должны выполняться на базе многоуровневых инверторов. Использование многоуровневых инверторов позволяет также повысить уровень электромагнитной совместимости преобразователя частоты с электрической машиной.

Уровень электромагнитной совместимости преобразователя частоты с электрической машиной возрастает с увеличением числа уровней выходного напряжения инвертора. В настоящее время наилучшими характеристиками обладает четырехуровневый инвертор напряжения с «плавающими» конденсаторами [3] (рис.1). Данный пре-

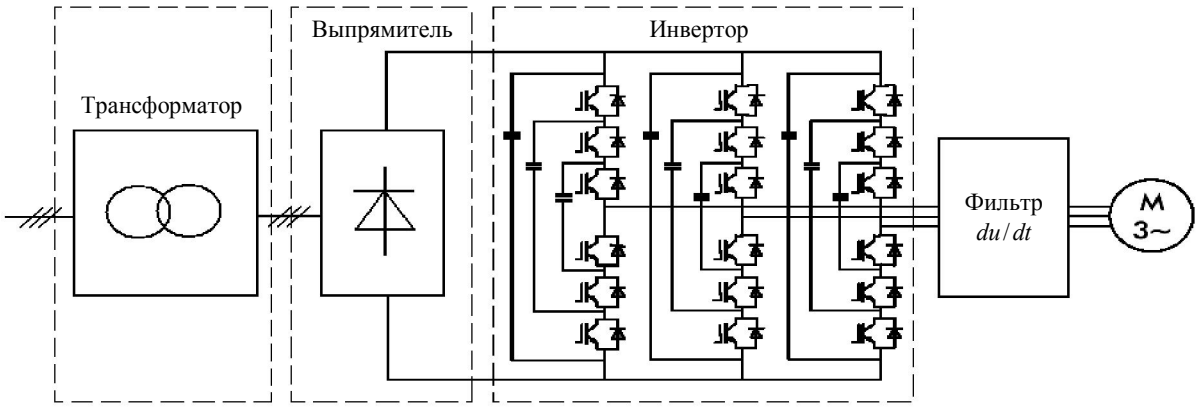


Рис.1. Структурная схема преобразователя частоты с четырехуровневым инвертором напряжения

образователь частоты обладает модульной структурой, в которой выпрямитель, каждая фаза инвертора, а также фильтр конструктивно выполняются в виде отдельных блоков. Это позволяет достичь высокой надежности работы преобразователя, уменьшить расходы на эксплуатацию.

Для исследования преобразователя нагрузка инвертора моделировалась трехфазной *RL*-цепью, мощность и коэффициент мощности которой соответствуют работе асинхронного двигателя в номинальном режиме.

При моделировании четырехуровневого инвертора напряжения на нагрузку приняты следующие параметры:

- напряжение в звене постоянного тока 8500 В;
- частота несущего сигнала широтно-импульсной модуляции (ШИМ) 600 Гц;
- частота выходного напряжения инвертора 50 Гц;
- номинальное линейное напряжение в нагрузке 6000 В;
- активная мощность нагрузки 2,6 МВт;
- коэффициент мощности нагрузки 0,9.

Рассмотрим процесс формирования синусоидального сигнала в инверторе для одной из фаз. В зависимости от состояния ключей реализуются различные схемы включения конденсаторов, для которых выходное линейное напряжение принимает значения 0, 2,9, 5,7 и 8,5 кВ. В случае, когда ключи $S1$, $S2$, $S3$ замкнуты, значение выходного напряжения 8,5 кВ (рис.2, *а*). При размыкании $S3$ и замыкании $\overline{S3}$ выходное напряжение составляет 5,7-8,5 кВ (рис.2, *б*). При дальнейшем размыкании $S2$ и замыкании $\overline{S2}$ выходное напряжение принимает значения 2,9-5,7 кВ (рис.2, *в*). При размыкании $S1$ и замыкании $\overline{S2}$ выходное напряжение имеет значение 0-2,9 кВ (рис.2, *г*). Аналогично формируется отрицательная полуволна напряжения.

Управление работой силовых ключей инвертора на каждом из уровней осуществляется методом ШИМ. Для каждого из трех уровней напряжений пилообразные сигналы сдвинуты по фазе друг относительно друга на треть периода. Управляющие сигналы инвертора составляют симметричную трехфазную систему.

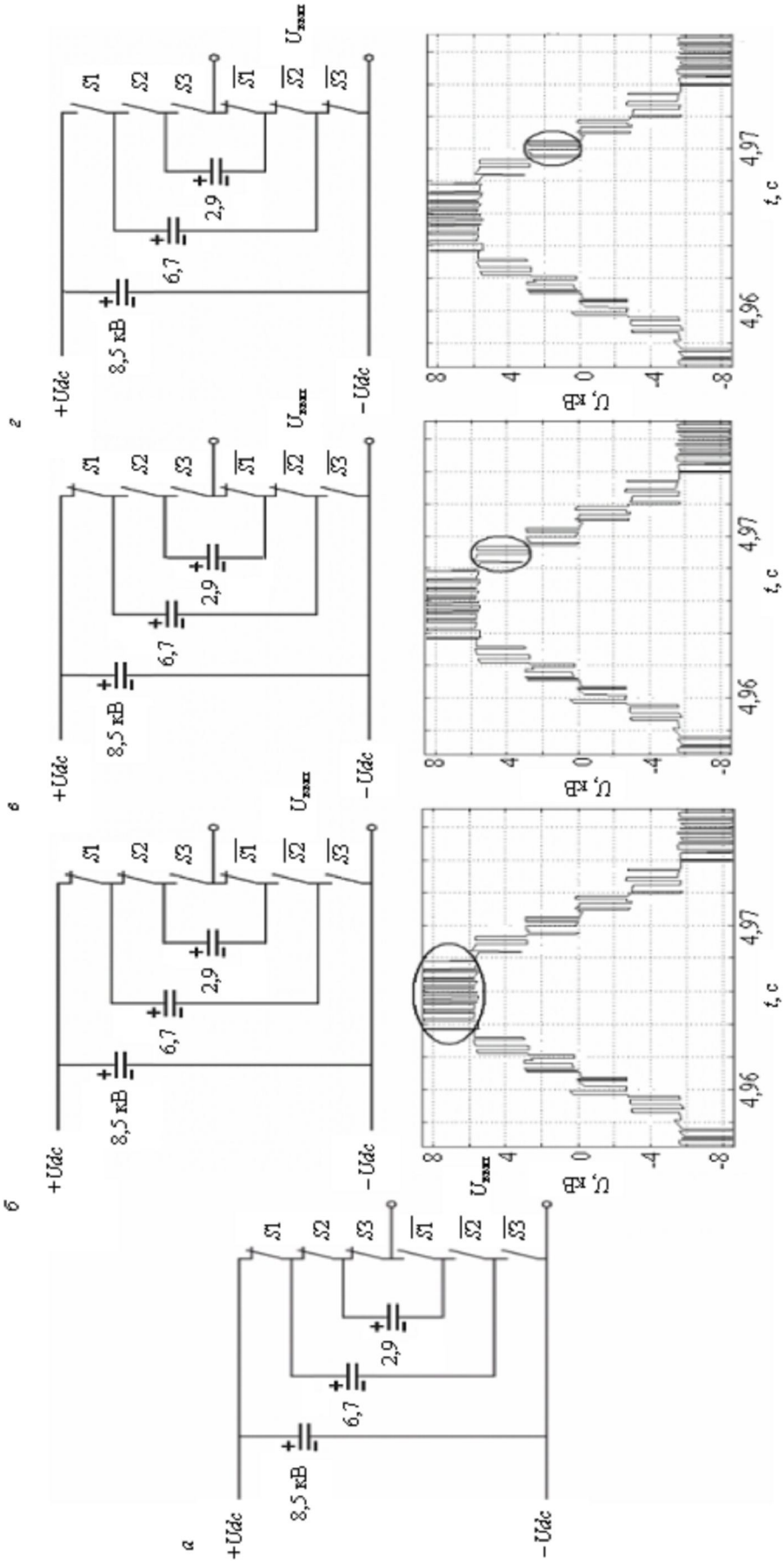
Для повышения действующего значения выходного линейного напряжения управляющий синусоидальный сигнал содержит третью гармоническую составляющую [2]. Система управляющего трехфазного напряжения имеет вид

$$u_a = \frac{1}{2}\left[1 + m\sin\omega t + \frac{m}{6}\sin 3\omega t\right];$$

$$u_a = \frac{1}{2}\left[1 + m\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{m}{6}\sin 3\omega t\right];$$

$$u_a = \frac{1}{2}\left[1 + m\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{m}{6}\sin 3\omega t\right],$$

где m – коэффициент модуляции. Значение параметра m может варьироваться от нуля до $2/\sqrt{3}$ в зависимости от требуемого действующего значения выходного напряжения.


а
б
в
г
+Udc
−Udc
8,5 кВ
6,7
2,9
S1
S2
S3
U, кВ
t, c
4,96
4,97

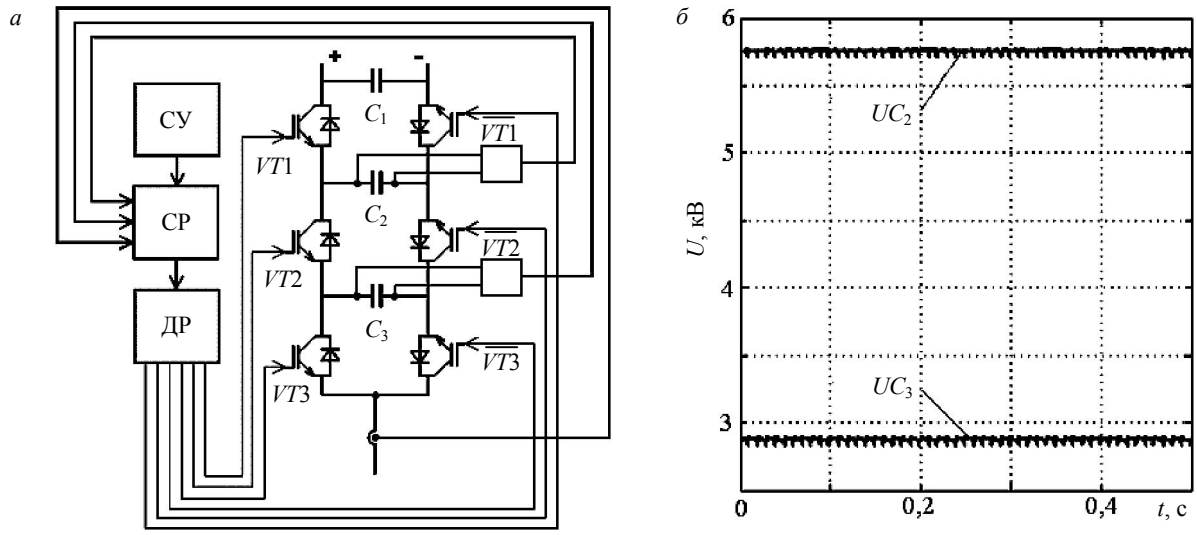


Рис.3. Алгоритмическая стабилизация

а – структурная схема; *б* – осциллограмма напряжений на «плавающих» конденсаторах; СУ – система управления; СР – система регулирования; ДР – драйверы транзисторов

Моделирование показало, что значение коэффициента несинусоидальности фазного тока в нагрузке для данных параметров системы не превышает 1 %. Это позволяет говорить о высоком уровне электромагнитной совместимости инвертора и приводного двигателя.

Очевидно, что для эффективной работы инверторов с данной топологией необходимо, чтобы напряжения на «плавающих» конденсаторах соответствовали требуемым уровням. В случае четырехуровневого инвертора напряжения на «плавающих» конденсаторах должны составлять 1/3 и 2/3 от напряжения в звене постоянного тока.

На практике значения напряжений на «плавающих» конденсаторах отличаются от требуемых уровней вследствие неравных токов утечек конденсаторов одной фазы, задержек переключения силовых ключей, небалансов в заряде (разряде) конденсаторов и возмущений со стороны нагрузки. Стабильность напряжений на «плавающих» конденсаторах инвертора непосредственно влияет на надежность и эффективность работы преобразователя частоты. При возникновении небаланса качество выходного напряжения ухудшается, а значения напряжений на различных элементах инвертора превышают расчетные значения.

Одним из способов снижения небаланса является установка на выходе инвертора *RLC*-фильтра, настроенного на частоту пилообразного сигнала ШИМ. Однако в процессе регулирования скорости приводного двигателя может меняться частота несущего сигнала ШИМ, что снижает эффективность использования такого фильтра. Другим недостатком фильтра является наличие потерь мощности на резисторах. Кроме того, установка балансового фильтра увеличивает стоимость преобразователя.

Весьма эффективна стабилизация напряжений программными средствами. В этом случае на «плавающие» конденсаторы устанавливают датчики напряжения, сигналы с которых поступают на систему регулирования, где обрабатываются и взаимодействуют с исходной системой широтно-импульсной модуляции (рис.3, *а*). Разработанный алгоритм стабилизации основан на управлении током через «плавающие» конденсаторы посредством их селективного заряда (разряда) и позволяет не только сбалансировать напряжения на заданном уровне, но и значительно уменьшить пульсации напряжения (рис.3, *б*).

Схема алгоритма обработки сигналов и выработки управляющих импульсов в системе регулирования представлена на рис.4

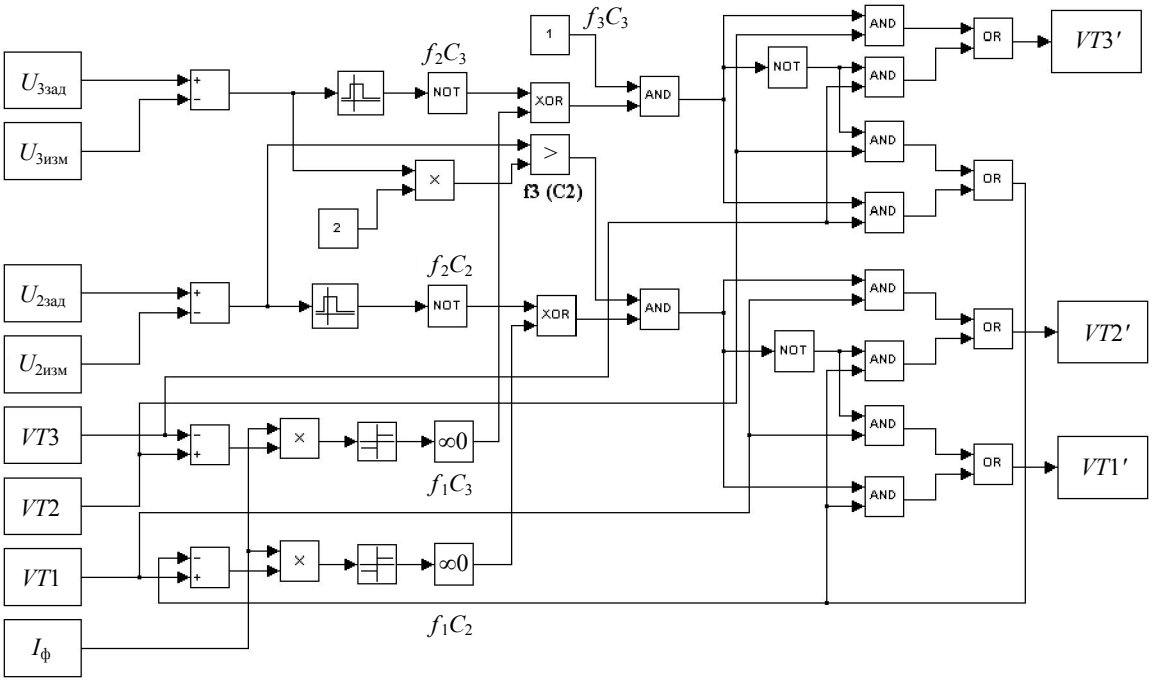


Рис.4. Схема алгоритма стабилизации

где $U_{зад}$ и $U_{изм}$ – значения величин заданного и измеренного напряжений на «плавающем» конденсаторе соответственно; $I_ф$ – измеренное значение фазного тока; $VT1$, $VT2$, $VT3$ – исходная система формирования сигналов ШИМ; $VT1'$, $VT2'$, $VT3'$ – новая система формирования сигналов ШИМ.

Действие алгоритма удобно выразить с помощью следующих логических функций:

• f_1 – функция, определяющая знак тока через «плавающий» конденсатор

$$f_1 = \begin{cases} 1, \text{åñëè } Ic \geq 0; \\ 0, \text{åñëè } Ic < 0; \end{cases}$$

• f_2 – функция, определяющая соответствие разности заданного и измеренного значений напряжений на «плавающем» конденсаторе ε заданному диапазону ΔU:

$$f_2 = \begin{cases} 1, \text{åñëè } \varepsilon \geq \Delta U; \\ 0, \text{åñëè } \varepsilon < \Delta U; \end{cases};$$

• f_3 – функция, определяющая приоритетность регулирования напряжений на «плавающих» конденсаторах разных уровней

$$f_3 = \begin{cases} 1, \text{åñëè } \varepsilon(C_3) \geq 2\varepsilon(C_2); \\ 0, \text{åñëè } \varepsilon(C_3) \geq 2\varepsilon(C_2). \end{cases}$$

В соответствии с представленным алгоритмом (рис.4) схема включается в работу при условии, что значения функций f_1 и f_2 различны, а $f_3 = 1$. В этом случае сигналы ШИМ корректируют отклонения напряжений на «плавающих» конденсаторах от номинальных значений. Если приведенное условие не выполняется, то ШИМ работает в стандартном режиме.

Рассмотренная модель четырехуровневого инвертора в совокупности с моделями электрической машины и системы управления служит основой для исследования работы частотно-регулируемого привода среднего уровня напряжения и высокого уровня мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Лазарев Г.* Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем // Новости электротехники, 2005. № 2 (32).

2. *Corzine Keith.* Dynamic Average-Value Modeling of a Four-Level Drive System // IEEE Transactions On Power Electronics, 2003. № 18.

3. *Meynard Thierry A.* Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications // IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2002. № 5.

Научный руководитель д.т.н. проф. *О.Б.Шонин*