

А.В.КУДРЯВЦЕВ, аспирант, *al.kudriavtcev@gmail.ru*
О.Б.ШОНИН, д-р техн. наук, профессор, *ninosh_eltech@mail.ru*
Санкт-Петербургский государственный горный университет

A.V.KUDRIAVTCEV, post-graduate student, *al.kudriavtcev@gmail.ru*
O.B.SHONIN, Dr. in eng. sc., professor, *ninosh_eltech@mail.ru*
Saint Petersburg State Mining University

ОПТИМИЗАЦИЯ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ МНОГОУРОВНЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Рассмотрена задача оптимизации широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в многоуровневых инверторах с «плавающими» конденсаторами. Дано сравнение методов ШИМ, удовлетворяющих условию баланса напряжений на конденсаторах с позиции электромагнитной совместимости преобразователя частоты и асинхронного двигателя для случая вентиляторной нагрузки.

Ключевые слова: частотно-регулируемый электропривод, многоуровневый инвертор, широтно-импульсная модуляция.

OPTIMIZATION OF PULSE WIDTH MODULATION FOR MULTILEVEL CONVERTERS OF VARIABLE-FREQUENCY ELECTRIC DRIVE

The paper is dedicated to optimization of a pulse width modulation (PWM) in multilevel inverters with floating capacitors. Comparison of PWM techniques which satisfy the condition of a capacitor voltage balance is presented from the electromagnetic compatibility point of view for the case of a fan-loaded induction motor.

Key words: variable-frequency electric drive, multilevel inverter, pulse width modulation.

Одним из перспективных направлений электротехники является использование частотно-регулируемых электроприводов, обеспечивающих наряду с эффективным управлением объектов значительный энергосберегающий эффект [1]. Объекты с мощностями порядка нескольких мегаватт, например вентиляторы главного проветривания шахт, компрессоры и другие установки, приводятся в движение двигателями среднего класса напряжением 6 кВ. В связи с ограниченными значениями рабочих напряжений быстродействующих элементов силовой электроники (IGBT, IGCT), частотные преобразователи среднего класса напряжения должны выполняться по многоуровневым схемам, обеспечивающим рабочий режим отдельного мо-

дуля путем перераспределения высокого напряжения между несколькими модулями многоуровневого полупроводникового преобразователя (МУПП) [2]. Дополнительное преимущество МУПП состоит в уменьшении высших гармоник (ВГ) в выходном напряжении по сравнению с обычным двухуровневым преобразователем.

Из известных многоуровневых схем наибольшими преимуществами обладает топология МУПП на базе переключаемых или «плавающих» конденсаторов [3]. Для современных IGBT-модулей минимальное число уровней МУПП на напряжение 6 кВ равно четырем (рис.1). В настоящее время разработкой и совершенствованием преобразователей такого типа занимается ряд зарубеж-

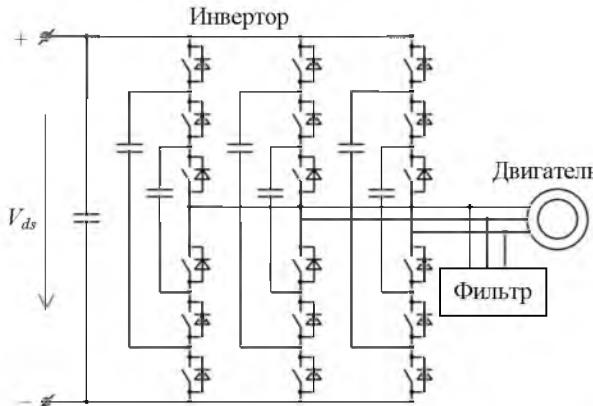


Рис.1. Схема четырехуровневого инвертора напряжения с «плавающими» конденсаторами. V_{ds} – постоянное напряжение

ных и отечественных организаций. Одной из важных задач создания МУПП с переключаемыми конденсаторами является обеспечение и поддержание требуемого распределения напряжений на конденсаторах в статическом и динамическом режимах работы МУПП. В статическом режиме эта задача решается выбором способа широтно-импульсной модуляции (ШИМ), обеспечивающей необходимую последовательность работы ключей трехфазного моста.

Работа посвящена анализу методов ШИМ, удовлетворяющих условию выравнивания (балансировки) напряжений на конденсаторах, и сравнительной оценке методов по критерию минимального содержания ВГ в выходном напряжении преобразователя. N_L -уровневый преобразователь содержит N_c конденсаторов $N_c = N_L - 2$ и N_S пар комплементарных ключей $N_S = N_L - 1$. Для обеспечения равных по высоте ступеней выходного напряжения, напряжение на

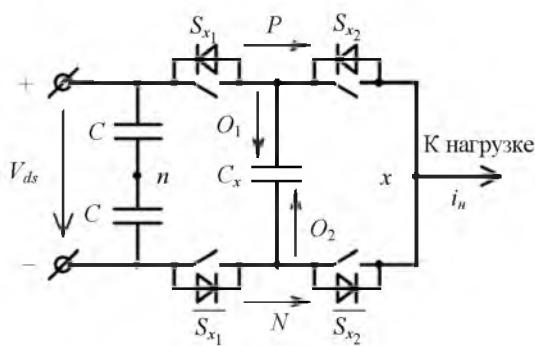


Рис.2. Схема одной фазы трехуровневого инвертора с «плавающими» конденсаторами

j -м конденсаторе $V_j = jV_{DC}(N_L - 1)$, где V_{DC} – напряжение звена постоянного тока. Отклонение от указанного значения V_j приводит к ухудшению гармонического состава тока нагрузки и возможному перенапряжению на IGBT-модулях.

Определим условие неизменности напряжения на «плавающем» конденсаторе на примере работы одной фазы $x \in a, b, c$ (рис.2) трехуровневого инвертора. Комплементарные ключи приведенной схемы S_{x1} , $\overline{S_{x1}}$ и S_{x2} , $\overline{S_{x2}}$ всегда находятся в противоположных состояниях. Фазное напряжение инвертора V_{xn} можно представить в виде

$$V_{xn} = \alpha_{x2} V_{Cx} + \alpha_{x1} (V_{dc} - V_{Cx}) - V_{dc} / 2, \quad (1)$$

где α_{x1} и α_{x2} – состояния ключей S_{x1} и S_{x2} , принимающие значения $\alpha_x \in (0, 1)$.

Четырем комбинациям состояний ключей соответствуют четыре состояния инвертора, обозначения которых (P, O_1, O_2, N) использованы на рис.2 для указания направлений токов, соответствующих этим состояниям. В состояниях P ($\alpha_{x1} = \alpha_{x2} = 1$) и N ($\alpha_{x1} = \alpha_{x2} = 0$) напряжение нагрузки равно $V_{xn} = \pm V_{dc}/2$. В избыточных состояниях O_1 ($\alpha_{x1} = 1, \alpha_{x2} = 0$) и O_2 ($\alpha_{x1} = 0, \alpha_{x2} = 1$) выходное напряжение V_{xn} равно нулю, а ток конденсатора отличен от нуля $i_{Cx} = (\alpha_{x1} - \alpha_{x2})i_h$, где i_h – ток нагрузки. С понятием избыточности связано условие неизменности напряжения на «плавающем» конденсаторе, которое вытекает из очевидного соотношения

$$\frac{d}{dt} V_{Cx} = \frac{i_h}{C_x} (\alpha_{x1} - \alpha_{x2}). \quad (2)$$

Из этого выражения следует, что состояния P и N не изменяют напряжения на конденсаторе, поскольку $dV_{Cx}/dt = 0$ в силу $\alpha_{x1} = \alpha_{x2}$. В состояниях O_1 и O_2 возможные приращения напряжений ΔV_{Cx1} и ΔV_{Cx2} за время Δt_1 и Δt_2 имеют противоположные знаки $\Delta V_{Cx1} = i_h C_x \Delta t_1$, $\Delta V_{Cx2} = -i_h C_x \Delta t_2$. Очевидно, что для обеспечения неизменности напряжения на конденсаторе $\Delta V_{Cx1} + \Delta V_{Cx2} = 0$ в пределах периода T_s развертывающего напряжения ШИМ необходимо, чтобы длительности состояний O_1 и O_2 были одинаковыми: $\Delta t_1 = \Delta t_2$.

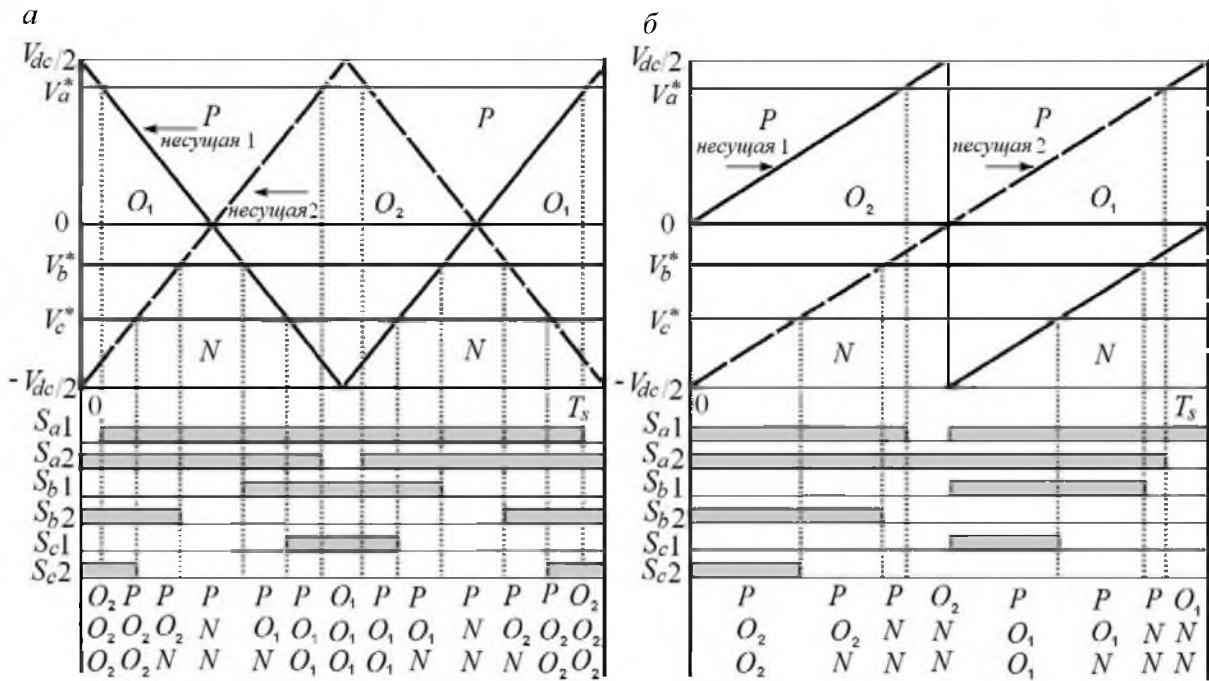


Рис.3 Временные диаграммы формирования различных состояний инвертора для методов PS PWM (a) и STR PWM (b)

Рассмотрим два метода ШИМ, удовлетворяющих условию балансировки напряжений на «плавающих» конденсаторах. Первый из них использует N_s сигналов несущей частоты треугольной формы, которые сдвинуты по фазе на угол $\phi = 2\pi/N_s$. Во втором методе используются сдвинутые по фазе сигналы пилообразной формы (рис.3). В соответствии с принятой терминологией методы имеют названия Phase Shifted PWM и Saw Tooth Rotation (STR) PWM соответственно. На рис.3 показаны диаграммы развертывающих напряжений V_{S_1} , V_{S_2} с периодом T_s , уровни модулирующих напряжений V_a , V_b , V_c временной области различных состояний преобразователя P , N , O_1 , O_2 , а также состояния ключей S_{x_1} , S_{x_2} , $x \in a, b, c$. Из диаграмм видно, что для обоих методов условие равенства длительности состояний O_1 и O_2 в пределах периода ШИМ T_s выполняется. Аналогичные диаграммы имеют место и для случая четырехуровневого инвертора, для которого используются три сигнала несущей частоты, сдвинутые на угол $2\pi/3$.

Показателем электромагнитной совместимости преобразователя частоты с двигателем является содержание высших гармоник в токе нагрузки, влияющих на уровень пульсаций электромагнитного момента и потери мощности в меди и стали двигателя.

Сравнение рассмотренных методов ШИМ с позиции электромагнитной совместимости производилось на основе моделирования четырехуровневого инвертора с «плавающими» конденсаторами, питающего асинхронный двигатель с вентиляторной нагрузкой. Для моделирования привода использовались следующие параметры преобразователя: напряжение звена постоянного тока $V_{dc} = 8640$ В, напряжение питания двигателя $V_n = 6000$ В, частота модулирующего сигнала $f_m = 0-50$ Гц, частота сигнала несущей частоты $f_s = 625$ Гц, изменение частоты и амплитуды выходного напряжения по закону $U/f^2 = \text{const}$, мощность двигателя $P_{AD} = 1,5$ МВт.

Моделирование МУПП производилось в среде Matlab Simulink. Для проведения исследований разработана модель четырех-

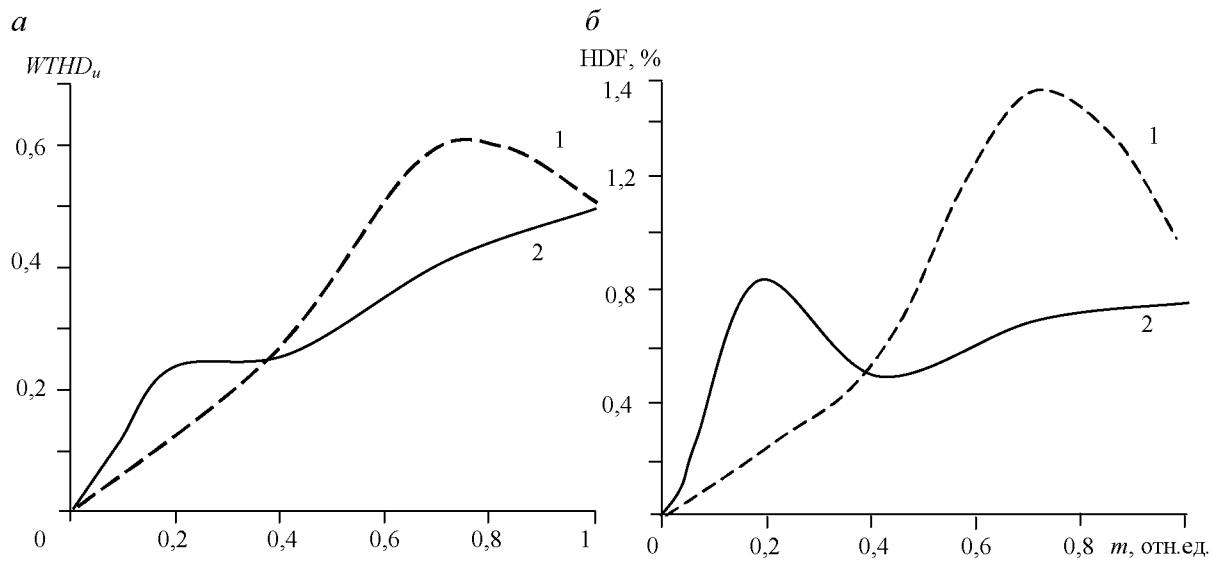


Рис.4. Сравнение методов ШИМ по показателям $WTHD_u$ (а) и HDF (б)

1 и 2 – по методам PS PWM и STR PWM соответственно

уровневого инвертора с «плавающими» конденсаторами с соответствующей системой управления, которые отсутствуют в библиотеке стандартных блоков SimPowerSystem Blockset. Исследования заключались в определении зависимости показателей качества выходного напряжения инвертора от коэффициента модуляции m , предопределяющего уровень выходного напряжения в соответствии с принятым законом скалярного частотного управления.

Качество выходного напряжения ШИМ-инвертора целесообразно оценивать с помощью взвешенного коэффициента $WTHD_u$, описывающего гармонические искажения идеально интегрированного напряжения, соответствующие искажениям тока чисто индуктивной нагрузки [2]

$$WTHD_u = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1} \right)^2}, \quad (3)$$

где V_1 и V_n – действующие значения первой гармоники и гармоники с номером n .

Вычисление $WTHD_u$ по формуле (3) требует учета множества гармоник. Для упрощения расчетов формулу (3) можно привести к виду

$$WTHD_u = \sqrt{\frac{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\int_0^{\theta} v(\theta) d\theta \right)^2 d\theta}{V_1^2}} - 1, \quad (4)$$

где $v(\theta)$ – выходное напряжение; $\theta = \omega t$; V_1 – действующее значение первой гармоники напряжения.

Значения $WTHD_u$ определялись автоматически с помощью расчетных блоков, выполняющих соответствующие математические операции по формуле (4), а также блоков Фурье-анализа, использованных для определения амплитуды первой гармоники и постоянной составляющей, которая затем вычиталась из сигнала, получаемого в результате интегрирования выходного напряжения.

Наиболее информативным параметром качества выходного напряжения является коэффициент гармонических искажений $HDF = f(m)$, зависящий только от глубины модуляции m [2]. Вид зависимости $f(m)$ определяется способом ШИМ. Между этим коэффициентом и квадратом действующего значения тока ВГ существует прямо пропорциональная связь. Поэтому можно утверждать, что с уменьшением данного коэффициента снижаются потери энергии в стали и меди, а также уменьшаются пульсации электромагнитного момента. Связь с коэффициентом $WTHD_u$ определяется формулой

$$HDF = 18 \left(\frac{WTHD_u f_s}{\pi f_m} \right)^2,$$

где f_s и f_m – частоты несущего и модулирующего сигналов соответственно.

Результаты моделирования и расчета представлены на рис.4, на котором по оси ординат откладывается произведение рассмотренных коэффициента и глубины модуляции.

Из приведенных графиков видно, что в практически важной области частотного регулирования $0.4 < m < 1$ метод ШИМ с пилюобразной формой сигнала несущей частоты обеспечивает наилучшее качество напряжения по обоим критериям $WTHD_u$ и HDF . Это позволяет рекомендовать метод STR PWM при проектировании системы управления четырехуровневым преобразователем частоты с «плавающими» конденсаторами.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Браславский И.Я.* Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я.Браславский, З.Ш.Ишматов, В.Н.Поляков. М.: Академия, 2004.
2. *Holmes D., Lipo T.* Pulse width modulations for power converters. New-Jersey, 2003.
3. *Meynard T., Foch H., Thomas P., Courault J., Jakob R., Nahrstaedt M.* Multicell converters: Basic concepts and industry applications // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol.49. N 5.

REFERENCES

1. *Braslavsky I., Ishmatov Z., Poliakov V.* Energy-saving asynchronous electric drive. Moscow, 2004
2. *Holmes D., Lipo T.* Pulse width modulations for power converters. New-Jersey, 2003.
3. *Meynard T., Foch H., Thomas P., Courault J., Jakob R., Nahrstaedt M.* Multicell converters: Basic concepts and industry applications // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2002. Vol.49. N 5.