

УДК 621.314.572

О.Б. Шонин

НАБЛЮДАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЙ НА ПЛАВАЮЩИХ КОНДЕНСАТОРАХ В СХЕМЕ СТАБИЛИЗАЦИИ СБАЛАНСИРОВАННОГО РЕЖИМА ЧЕТЫРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА ДЛЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Растущий спрос на мощный частотно-регулируемый электропривод предопределяет интенсивное развитие высоковольтных (ВВ) преобразователей частоты (ПЧ), необходимых для обеспечения высокой эффективности управления объектами значительной единичной мощности и достижения соответствующего энергосберегающего эффекта [1]. Другая область применения ВВ ПЧ — повышение качества напряжения с помощью элементов FACTS [2] и обеспечение стабильности энергетических систем, например с помощью гидроаккумулирующих станций на базе машин двойного питания и ПЧ с двусторонним потоком энергии [3].

В связи с ограниченными значениями рабочих напряжений быстродействующих элементов силовой электроники, таких, как IGBT/IGCT-модули, ВВ ПЧ должны выполняться на базе многоуровневых преобразователей, структура которых зависит от способа деления напряжения между его элементами. Различают каскадные преобразователи, преобразователи с фиксирующими диодами и преобразователи с плавающими/переключаемыми конденсаторами — flying capacitor converter (FCC). Преобразователи FCC-типа [4] — наиболее перспективная структура с точки зрения наращивания числа уровней и, тем самым, повышения качества напряжения. Преимущество преобразователей состоит в равномерном распределении потерь в полупроводниковых элементах, возможности непосредственного подключения к сети без согласующего трансформатора, возможности компенсации отклонений напряжений на конденсаторах от номинальных значений за счет коррекции разрядно-зарядных процессов в конденсаторах.

Важная задача создания и эффективного использования ВВ преобразователей — обеспечение сбалансированного распределения напря-

жений на конденсаторах как в статическом, так и динамическом режимах работы. Отклонение от заданных уровней напряжений на конденсаторах может привести к ухудшению гармонического состава тока в обмотках приводного двигателя, увеличению потерь, возникновению пульсаций электромагнитного момента, а также к перенапряжениям на силовых полупроводниковых приборах, которые могут вызвать отключение преобразователя защитой или выход прибора из строя. Проблема небаланса напряжений характерна для многоуровневых преобразователей всех типов.

Наиболее эффективный способ поддержания номинальных значений напряжений на переключаемых конденсаторах ПЧ FCC-типа связан с использованием замкнутой системы регулирования, обеспечивающей стабилизацию напряжений путем корректировки параметров разрядно-зарядных процессов в конденсаторах. Для получения текущих значений напряжений в такой системе требуется установка высоковольтных датчиков на каждом из конденсаторов. В случае трехфазного четырехуровневого инвертора потребуется шесть датчиков. Увеличение числа датчиков с ростом числа уровней приводит к увеличению затрат и снижению надежности преобразователя. В нашей работе ставится задача: оценить напряжения на переключаемых конденсаторах по результатам измерения выходного напряжения инвертора и использовать эти оценки в схеме стабилизации сбалансированного режима ПЧ.

Структура L -уровневого преобразователя FCC-типа образована ячейками, состоящими из $(L-2)$ конденсаторов и $(L-1)$ пар комплементарных ключей. При использовании современных IGBT-модулей минимальное число ступеней напряжения в преобразователях, рассчитанных на напряжение 6 кВ, равно четырем.



Рассмотрим работу одной фазы преобразователя (рис. 1), состоящей из плавающих конденсаторов C_1 , C_2 и трех пар комплементарных ключей, состояние которых описывается переменными s_k и \bar{s}_k (индекс $k = 1, 2, 3$ означает номер верхнего ряда ключей). Если ключ k замкнут и $s_k = 1$, то дополнительный ключ разомкнут и $\bar{s}_k = 0$.

Фазное напряжение инвертора u связано с напряжением звена постоянного тока U_{dc} и напряжениями конденсаторов U_{C1} и U_{C2} законом Кирхгофа:

$$u(t) = (2s_3(t) - 1)U_{dc} / 2 - (s_2(t) - s_1(t))U_{C1} - (s_3(t) - s_2(t))U_{C2}. \quad (1)$$

Номинальные напряжения на конденсаторах должны иметь значения $U_{C1} = U_{dc}/3$ и $U_{C2} = 2U_{dc}/3$. При наличии возмущений в системе эти величины становятся функциями времени.

Естественная балансировка напряжений на конденсаторах при высоких показателях качества выходного напряжения [5] достигается за счет выбора метода ШИМ — «phase shifted pulse width modulation» (PS-PWM) [6]. В этом методе используется фазовый сдвиг между сигналами несущей частоты, число которых равно числу ключей в фазе ПЧ. Возможные сочетания состояний ключей преобразователя, использующего этот метод, приведены в таблице, в которой символы «↑» и «↓» соответствуют заряду/разряду конденсаторов, символ «—» обозначает неизменность напряжения на конденсаторе.

Состояние ключей $s_k(t)$, $k = 1, 2, 3$, задается управляющими импульсами, которые формируются в результате сравнения модулирующего сигнала $u_m(t) = m \cdot \sin(\omega t)$ с тремя сигналами — $u_{S1}(t)$, $u_{S2}(t)$, $u_{S3}(t)$ — несущей частоты ω_S единичной амплитуды, сдвинутыми на треть периода $T_S = 2\pi/\omega_S$ (рис. 2). Эффективная частота переключений выходного напряжения втрое превышает частоту развертывающего сигнала $\omega_e = 3\omega_S$. При выполнении условия $\omega_S \gg \omega$ модулирующий сигнал $u_m(t)$ в пределах перио-

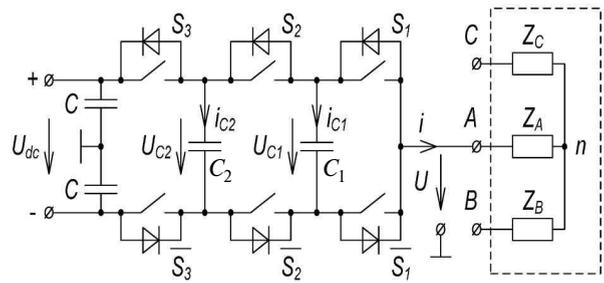


Рис. 1. Структура фазы A четырех уровневого инвертора с плавающими конденсаторами C_1 и C_2

да T_S можно считать постоянным. На рис. 2 показаны состояния ключей $s_k(t)$, фазное напряжение инвертора $u(t)$, полученное при постоянном значении модулирующего сигнала $u_m = 0,8$.

При изменении управляющего напряжения имеет место чередование зарядно-разрядных комбинаций состояний ключей. Если длительности этих комбинаций одинаковы, то напряжения на конденсаторах в среднем остаются неизменными.

Используя соотношение (1) и таблицу состояний ключей, найдем алгоритм для определения напряжений на конденсаторах по результатам прямых измерений фазного напряжения инвертора и использования полученных оценок в системе стабилизации сбалансированного режима работы четырехуровневого инвертора.

Существует восемь возможных схем подключения нагрузки к звену постоянного тока в соответствии с восьмью комбинациями состояний

Состояние ключей преобразователя

Комбинация	Состояние ключа			Динамика напряжений	
	s_1	s_2	s_3	U_{C1}	U_{C2}
1	0	0	0	—	—
2	0	0	1	↓	—
3	0	1	0	↑	↓
4	0	1	1	—	↓
5	1	0	0	—	↑
6	1	0	1	↓	↑
7	1	1	0	↑	—
8	1	1	1	—	—

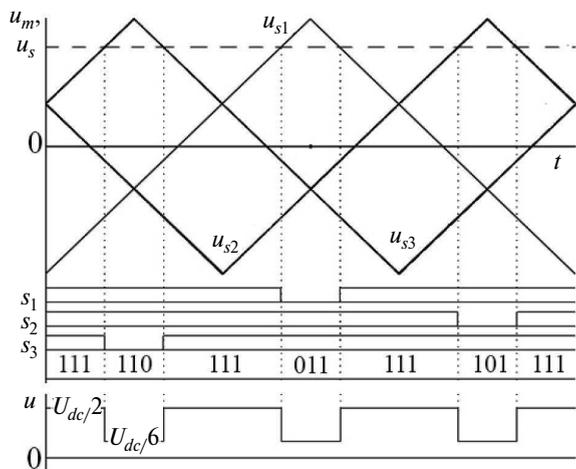


Рис. 2 Комбинации состояний ключей при формировании фазного напряжения инвертора в случае $u_m = 0,8$

ключей, указанных в таблице. Каждый из двух конденсаторов может подключаться к нагрузке независимо от другого только в двух случаях из восьми. Еще в двух случаях оба конденсатора отключены от силовой цепи. Для двух оставшихся комбинаций имеет место совместное подключение конденсаторов C_1 и C_2 к нагрузке.

Рассмотрим состояния ключей, при которых в формировании напряжения инвертора $u(t)$ участвует только один конденсатор. Это комбинации 2(100) и 7(011) для конденсатора C_1 и комбинации 5(001) и 4(110) для конденсатора C_2 . Введем в рассмотрение переменную $h_n(t)$, отражающую состояние дешифратора указанных комбинаций. Если входные переменные $s_1(t)$, $s_2(t)$ и $s_3(t)$ образуют нужную комбинацию n , то $h_n = 1$, в противном случае $h_n = 0$. Здесь индекс n соответствует нумерации комбинаций состояний ключей, указанных в таблице. Используя формулу (1), запишем вклад в выходное напряжение инвертора $u(t)$ импульсных последовательностей $u_2(t)$ и $u_7(t)$, соответствующих комбинациям 2(100) и 7(011):

$$u_2(t) = u(t)h_2(t) = (-U_{dc} / 2 + U_{C1}(t))h_2(t); \quad (2)$$

$$u_7(t) = u(t)h_7(t) = (U_{dc} / 2 - U_{C1}(t))h_7(t). \quad (3)$$

Амплитуды импульсных последовательностей $u_2(t)$ и $u_7(t)$ в отсутствие возмущений принимают значения соответственно $-U_{dc}/6$ и $U_{dc}/6$. В случае небаланса имеет место амплитудная модуляция этих последовательностей изменяющимся напряжением $U_{C1}(t)$. Напряжения $u_2(t)$ и $u_7(t)$ представляют собой чередование пакетов импульсов и пауз при длительности пакета, равном полупериоду модулирующего сигнала (рис. 4). Для увеличения числа выборок объединим несовпадающие во времени последовательности $u_2(t)$ и $u_7(t)$:

$$u_{72}(t) = u(t)h_{72}(t) = (U_{dc} / 2 - U_{C1}(t))h_{72}(t);$$

$$h_{72}(t) = h_7(t) - h_2(t). \quad (4)$$

Напряжение $u_{72}(t)$ рассматривается как амплитудно-модулированный импульсный сигнал переменной длительности. Частота следования импульсов примерно равна несущей частоте f_s . Напряжения на конденсаторах $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ — медленные функции времени с граничной частотой спектра $f_b = 0,1-4$ Гц в зависимости от параметров нагрузки и параметров ШИМ напряжения. Для выделения из полученного напряжения $u_{72}(t)$ модулирующего сигнала $u_{72}^*(t)$ используется экстраполятор нулевого порядка с последующим сглаживанием блоком измерения среднеквадратичного значения с интервалом T_s усреднения порядка периода несущего сигнала ШИМ.

По оценке $u_{72}^*(t)$ огибающей импульсной последовательности $u_{72}(t)$ находят оценку напряжения на конденсаторе $U_{C1}^*(t)$ согласно формуле

$$U_{C1}^*(t) = U_{dc}/2 + u_{72}^*(t). \quad (5)$$

Для определения напряжения на конденсаторе C_2 используют комбинации 4(110) и 5(001):

$$u_4(t) = u(t)h_4(t) = (-U_{dc}/2 + U_{C2}(t))h_4(t); \quad (6)$$

$$u_5(t) = u(t)h_5(t) = (U_{dc}/2 - U_{C2}(t))h_5(t). \quad (7)$$

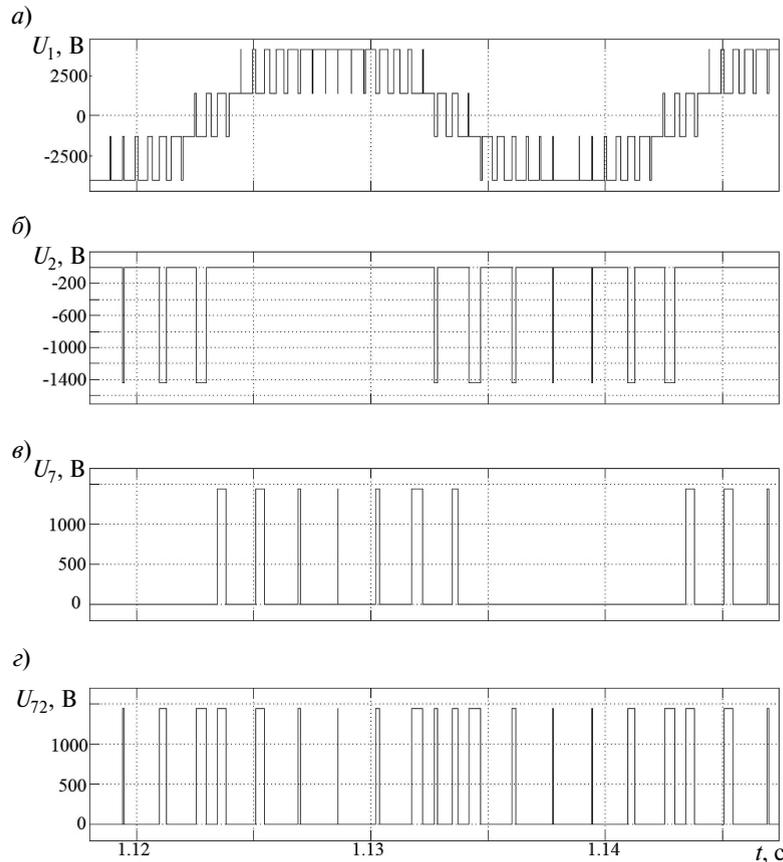


Рис. 3. Фазное напряжение $u(t)$ преобразователя (а) и напряжения импульсных последовательностей: $u_2(t)$ (б), $u_7(t)$ (в) и $u_{72}(t)$ (г)

Логические переменные $h_4(t)$ и $h_5(t)$ принимают значения 1 или 0 в зависимости от того, совпадает сочетание переменных s_1, s_2, s_3 со сравнимаемыми комбинациями 4 и 5 или нет. Далее формируется последовательность $u_{45}(t)$ путем объединения несовпадающих во времени импульсных последовательностей $u_4(t)$ и $u_5(t)$:

$$u_{45}(t) = u(t)h_{45}(t) = (-U_{dc}/2 + U_{C2}(t))h_{45}(t),$$

$$h_{45}(t) = h_4(t) - h_5(t). \quad (8)$$

Затем вычисляется оценка напряжения $U_{C2}^*(t)$ на конденсаторе C_2 по выходному сигналу интерполятора $u_{45}^*(t)$:

$$U_{C2}^*(t) = U_{dc}/2 + u_{45}^*(t). \quad (9)$$

В сигналах, соответствующих комбинациям 6 (101) и 3 (010), содержится информация о разности напряжений на конденсаторах $\Delta U_{C12} = U_{C1} - U_{C2}$, которая может быть использована для уточнения оценок U_{C1}^* и U_{C2}^* . Повторяя процедуры выделения соответствующих импульсных последовательностей $u_6(t), u_3(t)$ и их последующего объединения $u_{63}(t)$, получим

$$\Delta U_{C21}^*(t) = U_{dc}/2 + u_{63}^*(t), \quad (10)$$

где $u_{63}(t) = u(t)(h_6(t) - h_3(t))$ — импульсная последовательность; $u_{63}^*(t)$ — выходной сигнал экстраполятора.

Уточнение напряжений на конденсаторах производится по формулам

$$U_{C1} = \frac{1}{2}(U_{C1}^* + U_{C2}^* - \Delta U_{C21}^*);$$

$$U_{C2} = \frac{1}{2}(U_{C1}^* + U_{C2}^* + \Delta U_{C21}^*). \quad (11)$$

Рассмотрим применение предложенного метода оценки текущих значений напряжений на плавающих конденсаторах в схеме стабилизации сбалансированного режима четырехуровневого инвертора.

В сбалансированном режиме первая группа высших гармоник спектра выходного напряжения инвертора находится в окрестности частоты $3f_s$. При небалансе в спектре напряжения появляются гармоники комбинационных частот, которые группируются вокруг частоты несущего сигнала f_s . Время перехода в сбалансированное состояние зависит от скорости выделения энергии указанных гармоник в нагрузку. Поэтому свойства процесса балансировки зависят как от параметров ШИМ, так и от параметров нагрузки. Включение *RLC*-фильтра последовательного типа параллельно нагрузке позволяет снизить инерционность процесса за счет быстрого выделения энергии небаланса в *R*-элементе фильтра, настроенного на частоту несущего сигнала f_s . Фильтрация высших гармоник увеличивает токовую нагрузку ключей, вызывает до-

полнительные потери, снижает надежность и увеличивает общую стоимость устройства.

Эти недостатки устраняются с помощью сравнительно простой схемы стабилизации напряжений (рис. 4), работа которой основана на амплитудной коррекции длительности зарядных/разрядных процессов, ответственных за баланс напряжений. В предложенной схеме вместо одного модулирующего сигнала, общего для всех ячеек фазы, используются три индивидуальных модулирующих сигнала для каждой из трех ячеек. Амплитудная коррекция длительности зарядных/разрядных процессов осуществляется путем изменения в незначительных пределах коэффициентов модуляции m_k ($k = 1, 2, 3$) этих сигналов управления в зависимости от отклонений текущих значений напряжений конденсаторов от требуемых значений. Выбор того или иного IGBT-модуля в качестве исполнительного органа и знака управляющего воздействия сделан на основе анализа чувствительности небаланса напряжений к приращению амплитуд модулирующих сигналов, выполненного с помощью компьютерной модели четырехуровневого инвертора, построенной в среде Simulink Matlab:

$$m_1 = m_0 - K_p(U_{dc} / 3 - u_{C1}),$$

$$m_3 = m_0 + K_p(2U_{dc} / 3 - u_{C2}), \quad m_2 = m_0,$$

где K_p — коэффициент пропорционального регулятора; m_0 — коэффициент модуляции, определяющий режим работы привода.

Схема определения напряжений на конденсаторах (см. рис. 4) включает блок формирования логических переменных h_2, h_4, h_6 и блок вычислений, алгоритм которого задается формулами (2)–(11). Предложенная схема была интегрирована в компьютерную модель ПЧ на базе 12-пульсного выпрямителя, образованного двумя параллельными 6-пульсными мостами, накопительного конденсатора и четырехуровневого инвертора, осуществляющего скалярное частотное управление асинхронного двигателя, момент сопротивления которого пропорционален квадрату скорости вращения приводного объекта. Напряжение звена постоянного тока принято равным $U_{dc} = 8640$ В, напряжение

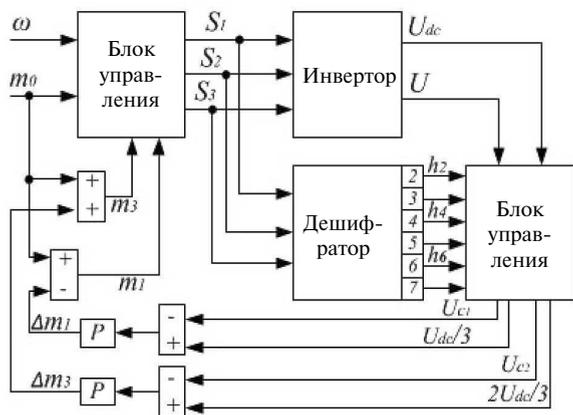


Рис. 4. Блок-схема стабилизации режима четырехуровневого инвертора с наблюдателем напряжений на плавающих конденсаторах

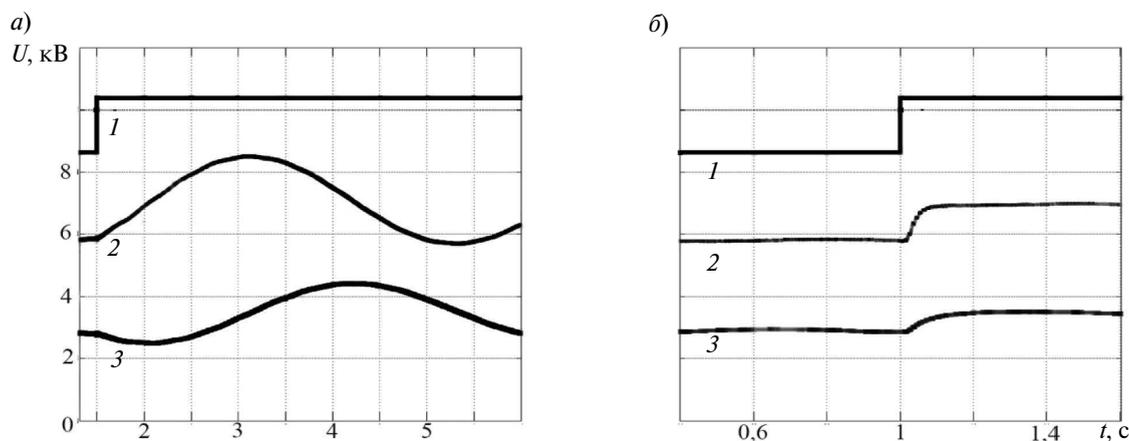


Рис. 5. Напряжения на плавающих конденсаторах (кривые 2 и 3) в случае ступенчатого изменения напряжения звена DC (кривая 1) при отключенной (а) и включенной (б) схеме стабилизации

на конденсаторе $C_1 = 900$ мкФ составляет $U_{C1} = 2860$ В, на конденсаторе $C_2 = 400$ мкФ — $U_{C2} = 5720$ В. При частоте ШИМ $f_s = 600$ Гц эффективная частота переключений составляет $f_{se} = 1800$ Гц. Напряжение и мощность нагрузки $U = 6$ кВ и $P = 1250$ кВт. Рассматривалась динамика напряжений на плавающих конденсаторах при RL -нагрузке инвертора, вызванная ступенчатым приращением напряжения в звене постоянного тока на 20 %. Влияние системы стабилизации на характер изменения напряжений $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ при наличии возмущения показано на рис. 5

Сравнение полученных оценок (рис. 5, а) с результатами прямых измерений напряжений показало, что их различие не превышает 0,5 %. Это подтверждает работоспособность предложенной схемы наблюдателя и возможность ее использования в системе стабилизации напряжений на переключаемых конденсаторах. Из сравнения графиков, представленных на рис. 5, а, б, следует, что включение схемы стабилизации в структуру блока управления работой преобразователя позволяет более чем на два порядка уменьшить время реакции на внешнее возмущение, в результате которого в инверторе устанавливается новый сбалансированный режим. Это свидетельствует об эффективности предложенного способа стабилизации.

Результаты работы могут быть суммированы следующим образом.

Качество выходного напряжения, энергетическая эффективность и другие функциональные характеристики многоуровневых преобразователей частоты на плавающих конденсаторах в значительной мере определяются системой стабилизации напряжений на конденсаторах. Работа предложенной схемы основана на амплитудной коррекции зарядных/разрядных процессов в конденсаторах путем изменения амплитуд индивидуальных модулирующих сигналов IGBT-модулей по сигналам обратной связи. Для уменьшения числа высоковольтных датчиков в такой системе предложена схема косвенного определения этих напряжений по измеренным значениям выходного напряжения инвертора. Эффективность такого подхода возрастает с увеличением числа уровней преобразователя. Увеличение числа уровней может быть связано с необходимостью повышения качества энергии преобразователя либо с переходом на другой уровень выходного напряжения. Предложенная схема оценки напряжений может быть составной частью алгоритма наблюдателя на базе динамической модели асинхронного двигателя, использующей измеренные токи нагрузки. В этом случае необходимость в высоковольтных датчиках напряжений отпадает. Это позволяет повысить надежность и снизить стоимость преобразователя частоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Браславский, И.Я.** Энергосберегающий асинхронный электропривод [Текст] / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков— М.: Academia, 2004. - 249 с.
2. **Hingorani, G.** Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems [Текст] / G. Hingorani, L. Gyugyi— USA, New York: IEEE Press.— 2000.
3. **Pronin, M.** A Pumped Storage Power Plant with Double-Fed Induction machine and cascaded Frequency Converters [Текст] / M. Pronin, O. Shonin, A. Vorontsov, G. Gogolev // Proceedings of the 14-th European Conference on Power Electronics and Applications.— UK, Birmingham, 2011.
4. **Gateau, G.** Multicell converters: Active control and observation of flying-capacitor voltages [Текст] / G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, T.A. Meynard // IEEE Transactions on Industrial Electronics.— 2002. Vol. 49. № 5.
5. **Кудрявцев, А.В.** Оптимизация широтно-импульсной модуляции многоуровневых преобразователей частотно-регулируемого электропривода [Текст] / А.В. Кудрявцев, О.Б. Шонин// Записки Горного института.— 2011. Т. 195.— С. 263–267.
6. **Holmes, D.** Pulse width modulations for power converters [Текст] / D. Holmes, T. Lipo.— USA, New York: IEEE Press, 2003.