

УДК 621.314

Исследование параллельной работы многоуровневых преобразователей напряжения для систем накопления энергии*

М.А. ДЫБКО, С.В. БРОВАНОВ

Системы накопления электрической энергии на сегодняшний день являются одной из наиболее интенсивно развивающихся технологий в электроэнергетике и силовой электронике. С развитием схемотехники используемых полупроводниковых преобразователей, алгоритмов управления и способов накопления электрической энергии растет и установленная мощность указанных систем. Для повышения энергетической эффективности в системах преобразования и накопления электроэнергии средней и большой мощности целесообразно использовать полупроводниковые преобразователи, соединенные в параллель. В данной работе рассмотрен вариант параллельного соединения многоуровневых преобразователей посредством уравнительных реакторов. Одним из ключевых моментов, требующих детального рассмотрения в таких конфигурациях преобразователей является проблема уравнительных токов. В этой связи в работе проведен детальный анализ электромагнитных процессов в параллельно включенных преобразователях в результате, которого получены аналитические соотношения для количественной оценки уравнительных токов. Результаты проведенного анализа обобщены для любого количества многоуровневых преобразователей, работающих на общий емкостной делитель с произвольным числом уровней напряжения. Показано влияние количества преобразователей и уровней емкостного делителя на величину уравнительных токов. Результаты анализа подтверждены компьютерным моделированием.

Ключевые слова: накопители электрической энергии, многоуровневые преобразователи с емкостным делителем, параллельная работа, уравнительные токи, уравнительные реакторы, несимметричное управление.

ВВЕДЕНИЕ

Системы накопления электрической энергии (СНЭ) за последние годы стали одной из наиболее интенсивно развивающихся технологий [1, 2]. Связано это, прежде всего, с ростом потребления электрической энергии и, как следствие, ужесточением требований энергетической эффективности и электромагнитной совместимости для потребителей [3].

Основными функциональными назначениями СНЭ являются буферное накопление электрической энергии, поддержание требуемого качества передачи и потребления электрической энергии, компенсация неактивной мощности и пр. [2, 4, 5].

Все эти факторы, безусловно, являются предпосылками для разработки и внедрения эффективных накопителей электрической энергии большой мощности.

В настоящее время возрастает интерес к накопителям электрической энергии, включающим в себя следующие структурные единицы: собственно устройство для накопления и хранения энергии (аккумуляторная батарея, суперконденсатор, сверхпроводниковые катушки индуктивности, маховики и др.); интерфейсный статический полупроводниковый преобразователь и система управления [2, 6]. В рамках данной работы рассмотрим систему накопления электрической энергии (СНЭ) на базе аккумуляторных батарей и/или суперконденсаторов.

В последнее время формируется тенденция использования многоуровневых преобразователей в сетях с напряжениями 3.3 кВ, 6 кВ, что позволяет в значительной мере повысить установленную мощность СНЭ. Среди известных типов таких преобразователей наиболее опти-

* Статья получена 22 марта 2013 г.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.132.21.1755.

мальными являются преобразователи с топологией каскадного типа и преобразователи по схеме с емкостным делителем напряжения [2, 7]. Последние имеют ряд преимуществ перед каскадными. Однако использование преобразователя с емкостным делителем и числом уровней $N > 3$ становится не выгодным из-за наличия постоянных составляющих в токах средних линий его звена постоянного тока [8]. Поэтому в большинстве случаев используют именно трехуровневые преобразователи.

Один из способов повышения мощности СНЭ – включение нескольких преобразователей в параллель. Параллельное включение преобразователей имеет ряд преимуществ: резервирование, снижение токовой загрузки силовых элементов, улучшение качества формируемого тока в сети и повышение надежности [9]. Одним из перспективных вариантов СНЭ с использованием параллельного включения преобразователей – схема с уравнительными реакторами (рис. 1).

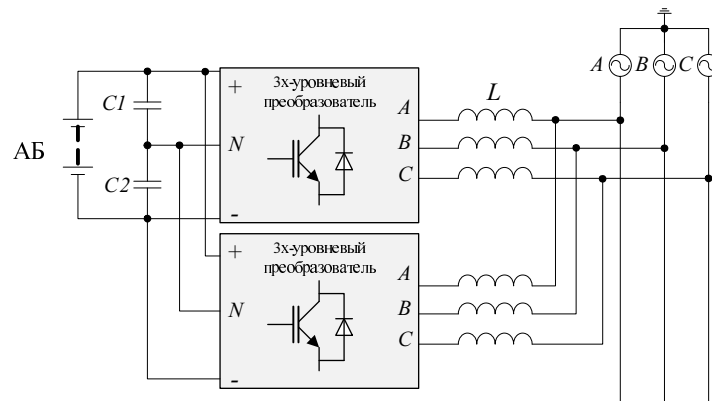


Рис. 1. СНЭ с преобразователями, включенными через уравнительные реакторы

В схеме с уравнительными реакторами неизбежно наличие уравнительных токов, которые могут привести к снижению эффективности системы, созданию дополнительного разрядного тока накопителя и сокращению его времени автономной работы. Поэтому задача снижения уравнительных токов является одной из наиболее значимых для данного типа систем.

Целью данной работы является количественный анализ уравнительных токов в преобразователях.

1. РАСЧЕТ И АНАЛИЗ УРАВНИТЕЛЬНЫХ ТОКОВ

Рассмотрим два трехуровневых преобразователя, включенных в параллель посредством уравнительных реакторов L и общего звена постоянного тока (рис. 1). Анализ будем проводить для случая несимметричного алгоритма ШИМ с фазовым сдвигом опорных сигналов на угол, равный $\frac{2\pi}{k}$, где k – число параллельно включенных преобразователей [9]. Будем полагать, что процессы во всех фазных стойках преобразователей протекают одинаково. На рис. 2 представлена эквивалентная схема СНЭ для $k = 2$, $N = 3$, где комплексные сопротивления Z_1 и Z_2 включают в себя активную (R_{f1}, R_{f2}) и индуктивную ($\omega L_{f1}, \omega L_{f2}$) составляющие уравнительных реакторов, а также сопротивления открытых силовых ключей схемы (R_{S1} и R_{S2}):

$$Z_1 = R_{f1} + R_{S1} + j\omega L_{f1}; \quad Z_2 = R_{f2} + R_{S2} + j\omega L_{f2}. \quad (1)$$

На схеме каждый преобразователь представлен в виде идеального ключа, который подключает фазу к одному из трех узлов звена постоянного тока, обозначенных цифрами 0, 1 и 2.

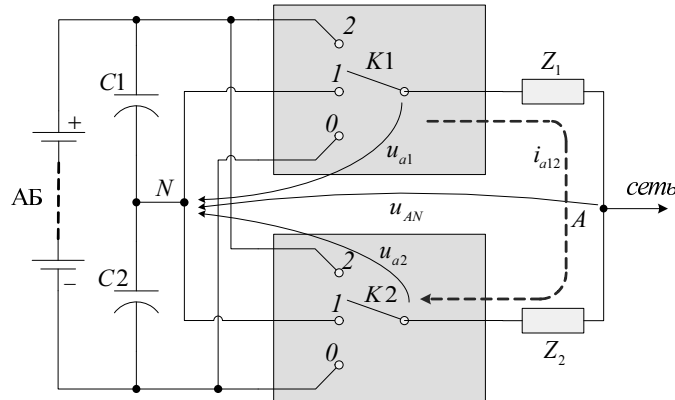


Рис. 2. Эквивалентная схема СНЭ для расчета уравнительных токов

Напряжение между точкой подключения к фазе сети (A) и средней точкой звена постоянного тока (N), u_{AN} описывается следующим соотношением:

$$u_{AN} = u_{a1} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} + u_{a2} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (2)$$

Если сопротивления Z_1 и Z_2 одинаковы, то формула (2) упрощается:

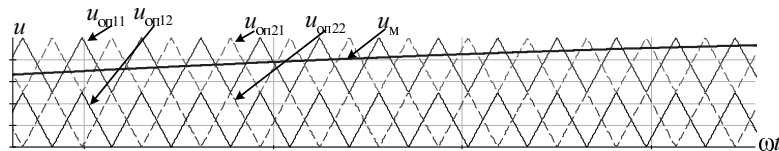
$$u_{AN} = \frac{1}{2}(u_{a1} + u_{a2}). \quad (3)$$

Очевидно, что при симметричном управлении в обоих преобразователях ключи $K1$ и $K2$ работают синхронно (в любой момент времени состояния ключей $K1$ и $K2$ одинаковы), следовательно, мгновенные значения напряжений u_{a1} и u_{a2} между собой равны, поэтому и их разность, которая прикладывается к цепочке сопротивлений $\{Z_1, Z_2\}$, равна нулю. Следовательно, в данных условиях уравнительный ток $i_{a12} = 0$.

На практике идеальной синхронности переключения ключей достичь невозможно: влияет разница в длительности импульсов управления, например из-за наличия мертвого времени, неодинаковость параметров компонентов и их характеристик и сопротивлений R_{S1} и R_{S2} .

При несимметричном управлении (ШИМ с фазовым сдвигом) состояния ключей $K1$ и $K2$ могут отличаться в одни и те же моменты времени, следовательно, мгновенные значения напряжений u_{a1} и u_{a2} не равны, и, как следствие, возникает уравнительный ток в виде пульсационной составляющей.

Как было отмечено ранее, характер и величина уравнительных токов зависят как от алгоритма управления, так и от параметров схемы. Рассмотрим несимметричный алгоритм ШИМ с фазовым сдвигом опорных сигналов на $2\pi/k$ при $k = 2$ друг относительно друга (рис. 3).

Рис. 3. Несимметричный алгоритм ШИМ для $k = 2$

Применительно к эквивалентной схеме, опорные сигналы $u_{оп11}$ и $u_{оп12}$ при сравнении с модулирующим u_m формируют управляющие импульсы для ключа $K1$, а $u_{оп21}$ и $u_{оп22}$ — соответственно для ключа $K2$.

Состояния ключей $K1$ и $K2$, в соответствии с рассматриваемым алгоритмом ШИМ, в любой момент времени определяются согласно соотношениям:

$$I \begin{cases} u_M > u_{оп11} : & K1 \rightarrow 2, \quad u_{a1} = \frac{U_{AB}}{2}; \\ u_{оп11} > u_M > u_{оп12} : & K1 \rightarrow 1, \quad u_{a1} = 0, \\ u_M < u_{оп12} : & K1 \rightarrow 0, \quad u_{a1} = -\frac{U_{AB}}{2}. \end{cases} \quad II \begin{cases} u_M > u_{оп21} : & K2 \rightarrow 2, \quad u_{a2} = \frac{U_{AB}}{2}; \\ u_{оп21} > u_M > u_{оп22} : & K2 \rightarrow 1, \quad u_{a2} = 0, \\ u_M < u_{оп22} : & K2 \rightarrow 0, \quad u_{a2} = -\frac{U_{AB}}{2}, \end{cases}$$

где знак « $\rightarrow$ » указывает номер узла, к которому подключен соответствующий ключ, U_{AB} – напряжение на аккумуляторной батарее.

Обозначим через $S_k \in (K1; K2)$ комбинации состояний ключей $K1$ и $K2$.

Из рис. 3 и систем I и II видно, что когда модулирующий сигнал пересекает верхнюю пару опорных напряжений $u_{оп11}$ и $u_{оп21}$, то к точке A (рис. 2) попеременно подключаются узлы звена постоянного тока 1 и 2. В этом случае формируется положительная полуволна основной гармоники напряжения u_{AN} . Если же сигнал u_M пересекает нижнюю пару опорных сигналов $u_{оп12}$ и $u_{оп22}$, то к точке A попеременно подключаются узлы 1 и 0. На этом интервале формируется отрицательная полуволна основной гармоники напряжения u_{AN} . Электромагнитные процессы в преобразователях в обоих случаях протекают идентично. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только участок времени, в течение которого формируется положительная полуволна напряжения u_{AN} . Комбинации состояний ключей, соответствующие участку положительной полуволны напряжения u_{AN} отражены на рис. 4.

Очевидно, что объединение двух преобразователей приводит к увеличению общего количества комбинаций состояний ключей, ввиду появления дополнительных сочетаний состояний ключей $K1$ и $K2$, а именно $S_k \in (1; 2)$ и $S_k \in (2; 1)$, (рис. 4, б, в). Эти комбинации позволяют формировать дополнительную ступень в выходном напряжении $u_{AN} = U_{AB} / 4$.

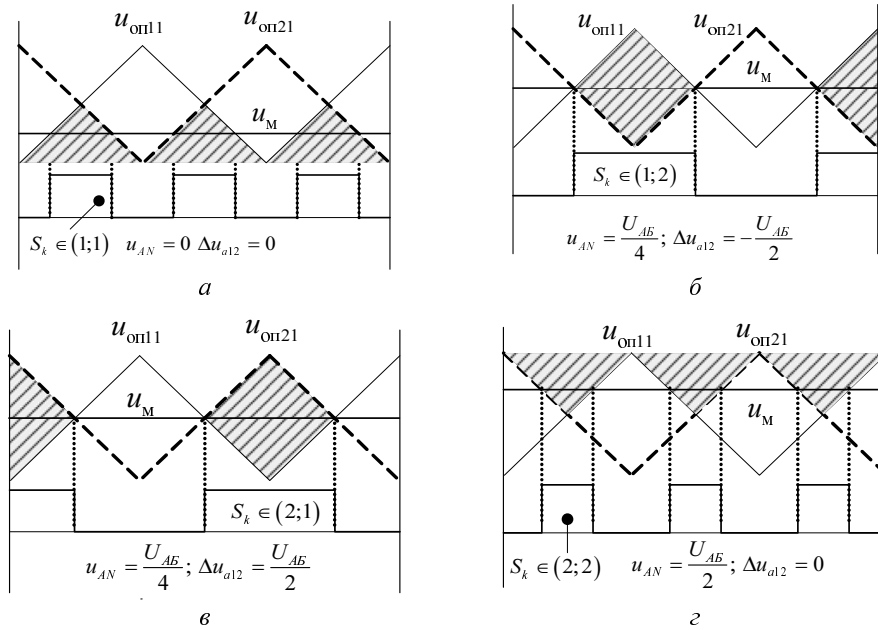


Рис. 4. Комбинации состояний ключей $K1$ и $K2$

Анализ уравнивающего тока будем проводить при следующих допущениях: частота опорных сигналов ШИМ достаточно высока, чтобы на интервале двух-трех периодов ШИМ изменением уровня модулирующего сигнала можно пренебречь; между преобразователями формируется только пульсационная составляющая уравнивающего тока, для которой справедлива схема замещения, представленная на рис. 5.

На рис. 5 $R_{\text{ЭКВ}} = 2R_S + 2R_f$, $L_{\text{ЭКВ}} = 2L_f$, $\Delta u_{a12} = u_{a1} - u_{a2}$.

Из рис. 4 видно, что при любых сочетаниях пересечений модулирующего сигнала и опорных возможны только два варианта формирования напряжения Δu_{a12} : Δu_{a12} представляет собой знакопеременные прямоугольные импульсы с амплитудой $U_{\text{АБ}}/2$ и нулевыми паузами (рис. 4, а, з); Δu_{a12} представлено знакопеременными прямоугольными импульсами амплитудой $U_{\text{АБ}}/2$ без нулевых пауз (рис. 4, б, в).

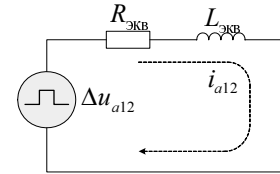


Рис. 5. Схема расчета уравнивающего тока

Соответствующие диаграммы изображены на рис. 6.

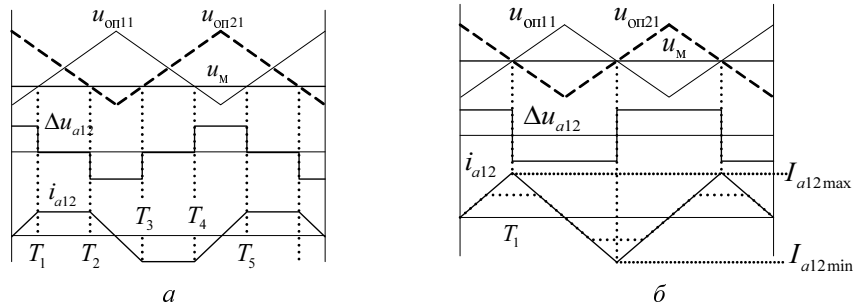


Рис. 6. Уравнивающие токи для двух указанных случаев

Рассмотрим первый случай, рис. 6, а. Разобьем на участки период напряжения Δu_{a12} . На участке $(0; T_1)$ ток будет изменяться согласно соотношению

$$i_{a12}^{(1)} = \frac{U_{\text{АБ}}}{2R_{\text{ЭКВ}}} \left(1 - e^{-\frac{R_{\text{ЭКВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} t} \right). \quad (4)$$

С учетом того, что постоянная времени цепи $\tau = \frac{L_{\text{ЭКВ}}}{R_{\text{ЭКВ}}} \gg T$, где T период опорного сигнала, на рассматриваемом интервале закон изменения тока $i_{a12}^{(1)}$ можно считать линейным:

$$i_{a12}^{(1)} \cong \frac{U_{\text{АБ}}}{2L_{\text{ЭКВ}}} \cdot t. \quad (5)$$

Здесь и далее при расчете участков нарастания или спада тока будем считать эти участки линейными.

На диаграммах видно, что ток достигает максимального значения в момент времени $t = T_1$:

$$I_{\text{max}}^{(1)} = \frac{U_{\text{АБ}}}{2L_{\text{ЭКВ}}} \cdot T_1.$$

На участке $(T_1; T_2)$ напряжение ΔU_{a12} становится равным нулю, и ток в индуктивности начинает уменьшаться согласно закону:

$$i_{a12}^{(2)} = I_{\max}^{(1)} \cdot e^{-\frac{R_{\text{экв}}}{L_{\text{экв}}}(t-T_1)} \quad (6)$$

В силу условия $\tau = \frac{L_{\text{экв}}}{R_{\text{экв}}} \gg T$ $i_{a12}^{(2)}(T_1) \approx i_{a12}^{(2)}(T_2)$, следовательно, на данном интервале уравнильный ток практически не меняется и может считаться постоянным, что отражено на диаграмме (рис. 6, а). На участке $(T_2; T_3)$ напряжение ΔU_{a12} становится отрицательным, и закон изменения тока описывается уравнением

$$i_{a12}^{(3)} \cong i_{a12}^{(2)}(T_2) - \frac{U_{AB}}{2L_{\text{экв}}}(t - T_2) \quad (7)$$

На интервале $(T_3; T_4)$ вновь имеет место нулевое напряжение ΔU_{a12} , и согласно ранее принятому допущению ток будет оставаться постоянным.

Из проведенного анализа можно сделать вывод о том, что максимальное значение тока зависит от длительности ненулевого состояния Δu_{a12} , которая в свою очередь определяется уровнем модулирующего сигнала.

Рассмотрим второй случай (рис. 6, б). Для интервала $(0; T_1)$ закон изменения тока будет описываться уравнением (4). При этом максимальное и минимальное значения тока, как видно из рис. 6, б, будут чередоваться через интервалы времени $T/2$. Определим размах пульсаций уравнильного тока как разницу его максимума и минимума:

$$\Delta I_{\max} = I_{a12\max} - I_{a12\min} = \frac{U_{AB}}{2R_{\text{экв}}} \left(1 - e^{-\frac{R_{\text{экв}}}{L_{\text{экв}}} \frac{T}{2}} \right) \approx \frac{U_{AB}}{8L_f} T \quad (8)$$

Из выражения (8) и на основании ранее принятого условия $\tau \gg T$ следует, что размах пульсаций уравнильного тока между параллельными преобразователями в большей степени зависит от напряжения в звене постоянного тока, частоты ШИМ, величины индуктивности и в меньшей степени от активных сопротивлений полупроводниковых приборов и уравнильных реакторов.

Таким образом, выражение (8) показывает, что для снижения уравнильного тока необходимо увеличивать частоту ШИМ, увеличивать значение индуктивности уравнильного реактора или снижать напряжение в звене постоянного тока.

Обобщим формулу (8) для произвольного количества N -уровневых преобразователей. Расчетная схема для k преобразователей $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_k$ с числом уровней N подключенных к общему емкостному делителю изображена на рис. 7. Модуль ШИМ для каждого преобразователя будет содержать $(N-1)$ опорных сигналов. Фазовый сдвиг для опорных сигналов преобразователей составит T/k (рис. 8).

Для расчета уравнильного тока в k -м преобразователе найдем напряжение, формирующееся на сопротивлении Z_k :

$$u_{zk} = u_{ak} - u_{AN} \quad (9)$$

где u_{AN} – напряжение между точкой A и точкой N (образованной условно включенными конденсаторами C_{x1} и C_{x2} , обозначенными пунктирной линией на рис. 7). Данная условность обоснована возможным нечетным количеством конденсаторов звена постоянного тока.

Напряжение u_{AN} при равенстве сопротивлений $Z_1, Z_2, \dots, Z_k$ будет равно:

$$u_{AN} = \frac{1}{k} (u_{a1} + u_{a2} + \dots + u_{ak}) \quad (10)$$

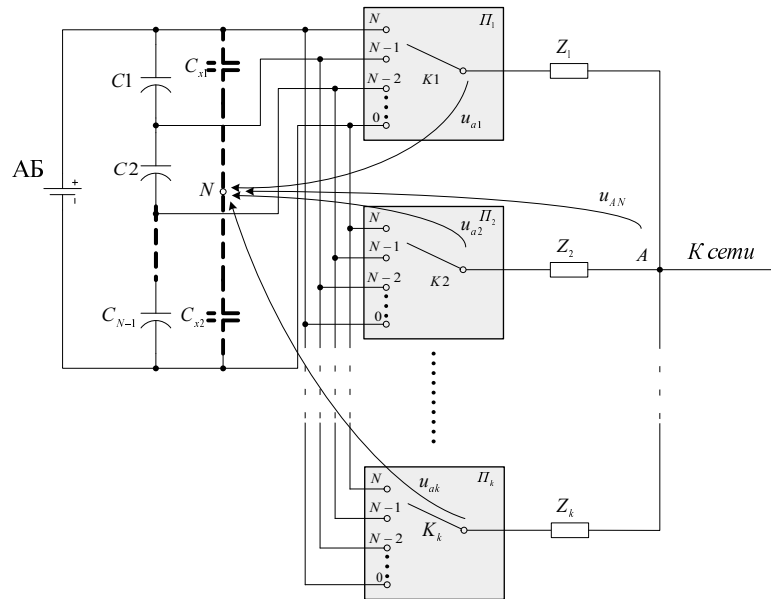
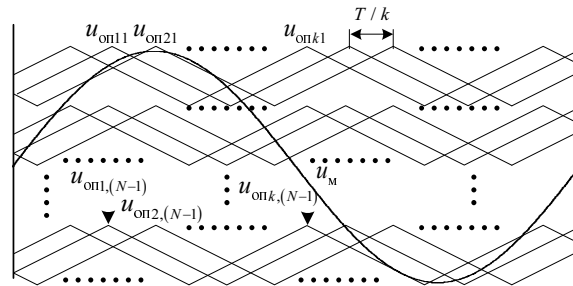


Рис. 7. Эквивалентная схема для обобщенного расчета уравнивающих токов

Рис. 8. ШИМ для k N -уровневых преобразователей

У опорного сигнала $u_{опk,n}$ индекс $n \in [1; N-1]$ обозначает уровень напряжения звена постоянного тока или номер переключаемого узла в звене постоянного тока.

Обратимся к рассмотрению случая формирования уравнивающего тока, когда модулирующий сигнал пересекает верхний ряд опорных сигналов. Анализ уравнивающих токов любого k -го преобразователя для ряда опорных сигналов любого уровня будет аналогичен.

Очевидно, что максимальное значение пульсаций уравнивающего тока будет пропорционально максимальной энергии магнитного поля, запасаемой в индуктивности фильтра на участке нарастания либо спада тока. Эта энергия, в свою очередь, пропорциональна квадрату вольт-секундных площадей под кривой напряжения, прикладываемого к уравнивающему реактору.

Детальный анализ комбинаций состояний ключей для преобразователя с $k=2$ а также для преобразователя с произвольным четным $k=2x$, (где $x=1,2,3,\dots$) показывает, что максимум вольт-секундных площадей напряжения на уравнительном реакторе приходится на те интервалы времени, когда модулирующий сигнал проходит через точки пересечения опорных сигналов на уровне середины этих сигналов, т.е. когда

$$u_M = U_{WL\max} = \frac{\max(u_{опk,1}) - \min(u_{опk,1})}{2} \quad (\text{рис. 9}).$$

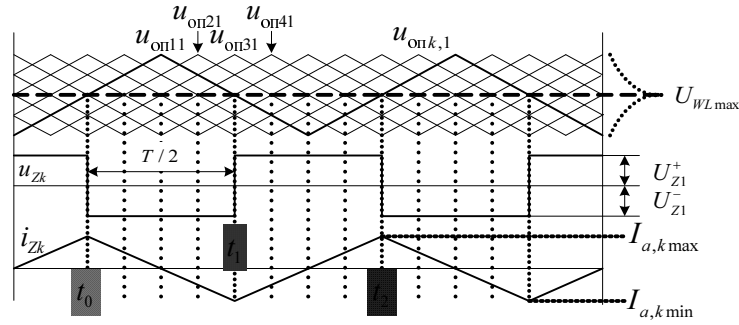


Рис. 9. Опорные сигналы, напряжение на уравнительном реакторе и уравнительный ток при четном k

При данном уровне модулирующего сигнала $k/2$ ключей оказываются подключены к узлу с потенциалом $U_{AB}/2$, остальные $k/2$ подключены к узлу с потенциалом $\frac{U_{AB}}{2} - \frac{U_{AB}}{N-1} = U_{AB} \frac{N-3}{2(N-1)}$. Другими словами, максимальная энергия в индуктивности уравнительного реактора накапливается тогда, когда состояния ключей $K_1 \dots K_k$, соответствующие узлам N и $N-1$, распределяются между ключами поровну. Тогда согласно (10) и (11) напряжение на k -м уравнительном реакторе:

$$U_{zk} = \begin{cases} U_{z1}^+ = \frac{U_{AB}}{2(N-1)}, & u_M > u_{оп,k,1}; \\ U_{z1}^- = -\frac{U_{AB}}{2(N-1)}, & u_M \leq u_{оп,k,1}. \end{cases} \quad (11)$$

Считая уравнительный ток линейным, опишем его аналитически и вычислим размах пульсаций.

В соответствии с рис. 9 и выражением (11) закон изменения тока в уравнительном реакторе в линейной форме можно описать следующим образом:

$$i_{zk}(t) = \begin{cases} I_{a,k \max} - \frac{U_{AB}}{2(N-1)} \cdot \frac{t}{L_f}, & t \in [t_0; t_1]; \\ I_{a,k \min} + \frac{U_{AB}}{2(N-1)} \cdot \frac{t}{L_f}, & t \in [t_1; t_2], \end{cases}$$

где $t_0 = 0$, $t_1 = T/2$ и $t_2 = T$. Так как $i_{zk}(t_1) = I_{a,k \max}$, то из второго уравнения системы можно вычислить изменение тока за время $t_1 - t_0$:

$$\Delta I_{\max} = I_{a,k \max} - I_{a,k \min} = \frac{U_{AB}}{4(N-1)} \frac{T}{L_f} \quad (12)$$

В случае *нечетного* количества преобразователей ($k = 2x + 1$) максимум вольт-секундных площадей будет формироваться в некоторой области, $u_M \in [U'_{WL \max}; U''_{WL \max}]$, поскольку из-за нечетного количества преобразователей становится невозможным распределить поровну состояния ключей $K_1 \dots K_k$, соответствующие узлам N и $N-1$ (рис. 7).

Детальный анализ комбинаций состояний ключей в пределах этой области показывает, что когда сигнал u_M находится на одной из границ, $U'_{WL \max}$ или $U''_{WL \max}$, то $\frac{k \pm 1}{2}$ ключей подключены к узлу с потенциалом $\frac{U_{AB}}{2}$, в то время как остальные $\frac{k \mp 1}{2}$ ключей подключены к узлу с потенциалом $U_{AB} \frac{N-3}{2(N-1)}$. Соответствующие эпюры изображены на рис. 10.

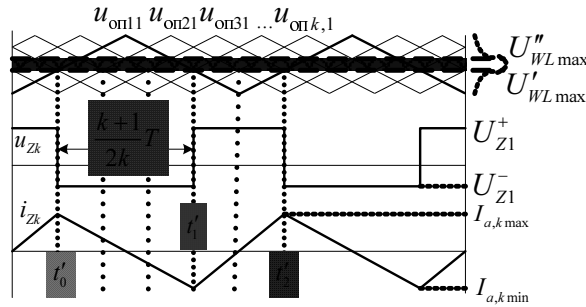


Рис. 10. Опорные сигналы, напряжение на уравнительном реакторе и уравнительный ток при нечетном k

Выполнив аналогичные математические процедуры, получим размах пульсаций

$$\Delta I'_{\max} = \Lambda \cdot \frac{U_{AB}}{4(N-1)L_f} \cdot T. \quad (13)$$

Полученное соотношение (13) отличается от соотношения (12) коэффициентом $\Lambda = \frac{k^2 - 1}{k^2}$, который указывает на *слабую* зависимость от количества преобразователей. При увеличении числа k область $[U'_{WL \max}; U''_{WL \max}]$ будет сужаться, вырождаясь в прямую, что свидетельствует о том, что амплитуда уравнильного тока становится такой же, как при четном значении k , так как $\Lambda \rightarrow 1$. Так, например, при $k = 3$ $\Lambda = 0.889$, а при $k = 5$ $\Lambda = 0.96$. Поэтому выбор числа уровней преобразователей, а также их количества является задачей, учитывающей требования к величине уравнильного тока, коэффициенту полезного действия, массогабаритным показателям и качеству выходного напряжения разрабатываемой системы накопления электрической энергии.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Авторами данной работы в программной среде *PowerSIM* было выполнено моделирование параллельной работы преобразователей с различными значениями параметров k и N с целью верификации результатов анализа уравнильных токов и соотношений, полученных для их расчета.

На рис. 11 представлены временные диаграммы опорных и модулирующих сигналов, уравнильного тока в одной фазе и напряжения на соответствующем дросселе при следующих параметрах преобразователя: $k = 3$, $N = 3$, $U_{AB} = 400$ В, $T = 200$ мкс и $L_f = 1.5$ мГн. Интервал времени $T_{WL \max}$ обозначает длительность области где $u_M \in [U'_{WL \max}; U''_{WL \max}]$. Представленные эпюры в целом подтверждают результаты, полученные в ходе проведения анализа. В таблице представлены результаты расчета и моделирования $\Delta I_{\max}$ для различных конфигураций преобразователей.

k	N	$U_{AB}, В$	$T, мкс$	$L_f, мГн$	$\Delta I_{max}, А$		$\delta, \%$
					формулы (12), (13)	модель	
2	3	400	100	0.8	6.250	6.125	2.041
2	4	650	200	0.5	21.667	20.800	4.168
3	3	400	100	1.0	4.440	4.420	0.452
4	2	650	200	0.5	65	64	1.563

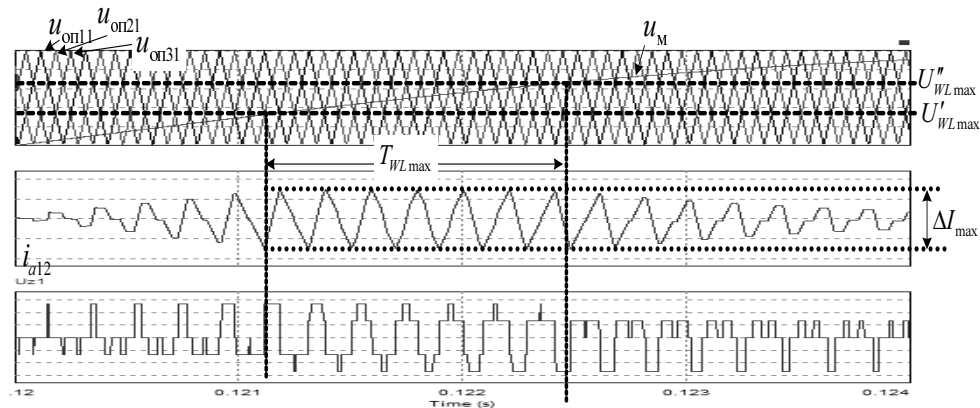


Рис. 11. Результаты моделирования: опорные и модулирующий сигналы, уравнивающий ток и напряжение на уравнительном реакторе

Ошибка между расчетным и измеренным значением рассчитана по формуле

$$\delta = \left| \frac{\Delta I_{\max}^{(\text{расчет})} - \Delta I_{\max}^{(\text{модель})}}{\Delta I_{\max}^{(\text{модель})}} \right| \times 100 \, \% .$$

Из таблицы видно, что максимальная погрешность не превышает 5 %, а значения, полученные с помощью компьютерных моделей, всегда отличаются в меньшую сторону. Это объясняется учетом активной составляющей фильтров и полупроводниковых приборов. Во всех моделях сопротивление $R_S \approx 0.05 \dots 0.1 \, \text{Ом}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено исследование уравнивающих токов для произвольного количества многоуровневых преобразователей с общим емкостным делителем произвольного порядка. В результате получены аналитические соотношения, позволяющие оценить амплитуду уравнивающего тока. Показано, что для её снижения можно либо увеличивать частоту ШИМ или величину индуктивности уравнивающих реакторов. Кроме того максимальное значение размаха пульсаций снижается при увеличении количества уровней используемых преобразователей.

Проведенное моделирование в целом подтвердило результаты, полученные в ходе анализа и корректность полученных аналитических соотношений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] **Cornelius Pieper**. Revisiting Energy Storage: there is a business case / Cornelius Pieper, Holger Rubel. – Boston Consulting Group, February 2011. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.abve.org.br/downloads/bcg_-_revisiting_energy_storage.pdf (Дата обращения: 22.03.2013).
- [2] **Vazquez S.** Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications / S. Vazquez et al. // IEEE Transactions. on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57. – № 12.

- [3] **Juan M. Carrasco**. Power Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: a Survey / Juan M. Carrasco et al. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 55. – № 4.
- [4] **Electrical Energy Storage**. White paper, December 2011. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.iec.ch/whitepaper/pdf/iecWP-energy-storage-LR-en.pdf> (дата обращения: 22.03.2013).
- [5] **Дыбко М.А.** Имитационная модель системы накопления электрической энергии мощностью 1МВт на базе аккумуляторных батарей и трехуровневого преобразователя / М.А. Дыбко // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. – Ч. 3. – 2012. – С. 132–138.
- [6] **Bragard M.** The Balance of Renewable Sources and User Demands in Grids: Power Electronics for Modular Battery Energy Storage Systems / M. Bragard et al. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25. – № 12.
- [7] **Ying Cheng**. A Comparison of Diode-Clamped and Cascaded Multilevel Converters for a STATCOM With Energy Storage / Ying Cheng et al. // IEEE Transactions On Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53. – № 5.
- [8] **Pou J.** Voltage-Balance Limits in Four-Level Diode-Clamped Converters With Passive Front Ends / J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich // IEEE Transactions On Industrial Electronics. – 2005. – Vol. 52. – № 1.
- [9] **Харитонов С.А.** Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: монография / С.А. Харитонов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.
- [10] **Khadem S.K.** Parallel operation of inverters and active power filters in distributed generation system – A review / S.K. Khadem, M. Basu, M.F. Conlon // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2011. – Vol. 15. – Pp. 5155–5168.
- [11] **Ching-Tsai Pan**. Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers / Ching-Tsai Pan, Yi-Hung Liao // IEEE Transactions On Industrial Electronics. – 2007. – Vol. 54. – № 2.
- [12] **Yan Jiang**. Control of Circulating Current in Parallel Three-Phase Inverter in MW Wind Power System / Yan Jiang et al. // Proceedings of 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 10–13 Oct. 2010. – Pp. 133–136.

REFERENCES

- [1] Cornelius Pieper and Holger Rubel. Revisiting Energy Storage: there is a business case, Boston Consulting Group, February 2011. [Elektronnyj resurs]. – Rezhim dostupa: http://www.abve.org.br/downloads/bcg_-_revisiting_energy_storage.pdf (Data obrashhenija: 22.03.2013).
- [2] Sergio Vazquez, et al. Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications. IEEE Transactions. on Industrial Electronics, vol. 57, No. 12, December 2010.
- [3] Juan M. Carrasco et al. Power Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: a Survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 4, August 2006.
- [4] Electrical Energy Storage. White paper, December 2011. [jelektronnyj resurs]. – rezhim dostupa: <http://www.iec.ch/whitepaper/pdf/iecWP-energy-storage-LR-en.pdf> (data obrashhenija: 22.03.2013).
- [5] Dybko M.A. Imitacionnaja model' sistemy nakoplenija jelektricheskoy jenerгии moshhnost'ju 1MVt na baze akkumuljatornyh batarej i trehurovnevnogo preobrazovatelja. Tehnicheskaja jelektrodinamika. Tematicheskij vypusk. – Ch. 3. – 2012. – S.132–138.
- [6] Michael Bragard et al. The Balance of Renewable Sources and User Demands in Grids: Power Electronics for Modular Battery Energy Storage Systems. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 12, December 2010.
- [7] Ying Cheng et al. A Comparison of Diode-Clamped and Cascaded Multilevel Converters for a STATCOM With Energy Storage. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 53, No. 5, October 2006.
- [8] Josep Pou, Rafael Pindado, Dushan Boroyevich. Voltage-Balance Limits in Four-Level Diode-Clamped Converters With Passive Front Ends. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, February 2005.
- [9] Haritonov S.A. Jelektromagnitnye processy v sistemah generirovanija jelektricheskoy jenerгии dlja avtonomnyh ob#ektov: monografija. – Novosibirsk: izd-vo NGTU. – 2011. – 536s.
- [10] Khadem S.K., Basu M., Conlon M.F. Parallel operation of inverters and active power filters in distributed generation system – A review. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol.15, 2011, pp. 5155–5168.
- [11] Ching-Tsai Pan, Yi-Hung Liao. Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 54, No. 2, April 2007.
- [12] Yan Jiang et al. Control of Circulating Current in Parallel Three-Phase Inverter in MW Wind Power System. Proceedings of 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 10–13 Oct. 2010, pp. 133–136.

Дыбко Максим Александрович, аспирант кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета. Направление научных исследований – статические компенсаторы неактивной мощности, накопители электрической энергии, многоуровневые преобразователи и алгоритмы управления ими. Имеет 20 публикаций. E-mail: raptor9000@yandex.ru.

Брованов Сергей Викторович, доцент кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета, доктор технических наук. Область научных интересов – разработка энергоэффективных многоуровневых полупроводниковых преобразователей частоты для автономных систем генерирования электрической энергии. Имеет 73 публикации. E-mail: svb793@yandex.ru.

M.A. Dybko, S.V. Brovanov

A Study on Multilevel Voltage Source Converters Operation for Energy Storage Systems

Effective energy storage systems (ESS) have become one of the most actively developing power systems for power grids and industry applications. At the scope of the new power circuit topologies, control strategies and energy storing technologies the rated power of the ESSs grows up. As the rated power increases, in order to provide more efficiency, reliability and energy quality performance of the power converters of energy conversion and storage systems multilevel converters in parallel connection are to be used. This paper considers a power converters based on multilevel VSI parallel connection using the current sharing technology. This power circuit suggests common DC-link and current sharing reactors. One of the main issues of this topology is the so-called switching frequency-circulating currents. A deep circulating currents for analysis k N -level NPC inverters is carried out and key analytical equations are obtained. The results are generalized for an arbitrary number of N -level converters operating with the common dc-link. Key analysis results are proved by simulation.

Key words: energy storage system, multilevel converter, parallel operation, switching frequency-circulating currents; non-symmetrical PWM strategy; current sharing reactors.