

УДК 621.314

В. И. Колосов, канд. техн. наук

Е. В. Васечко, ведущий инженер

Научно-производственное предприятие «Импульс», г. Запорожье, Украина

### СНИЖЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНОГО ТОКА DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СОСТАВЕ ИНВЕРТОРОВ

*Исследованы процессы в двухступенчатой DC-DC/DC-AC структуре инвертора, связанные с наличием низкочастотных пульсаций входного потребляемого тока. Предложена простая модель, отражающая влияние промежуточного емкостного накопителя энергии на размер пульсаций. Показаны временные диаграммы токов емкостного накопителя и пульсаций. Приведены графические зависимости, позволяющие оценить размер пульсаций и дополнительные потери мощности, обусловленные их наличием. Предложен компенсационный метод снижения пульсаций входного тока в одноконтурной системе стабилизации напряжения на емкостном накопителе, позволяющий достичь значительного подавления пульсации тока при минимальных технических затратах и без ухудшения быстродействия системы.*

**Ключевые слова:** DC-DC преобразователь, инвертор, низкочастотные пульсации тока.

*Досліджено процеси в двоступінчатій Dc-dc/dc-ac структурі інвертора, пов'язані з наявністю низькочастотних пульсацій вхідного споживаного струму. Запропонована проста модель, що відображає вплив проміжного ємкісного накопичувача енергії на розмір пульсацій. Показано тимчасові діаграми струмів ємкісного накопичувача і пульсацій. Приведено графічні залежності, що дозволяють оцінити розмір пульсацій і додаткові втрати потужності, обумовлені їх наявністю. Запропонований компенсаційний метод зниження пульсацій вхідного струму в одноконтурній системі стабілізації напруги на ємкісному накопичувачі, що дозволяє досягти значного придушення пульсацій струму при мінімальних технічних витратах і без погіршення швидкодії системи.*

**Ключові слова:** DC-DC перетворювач, інвертор, низькочастотні пульсації струму

#### Введение

Назначение современных инверторов состоит в преобразовании электроэнергии от источников постоянного тока, таких как аккумуляторы, солнечные батареи, водородные топливные элементы или тестируемое преобразовательное оборудование, в переменный ток и передаче её к потребителям или в промышленную сеть [2].

Традиционно инверторы содержат в своем составе две ступени преобразования: DC-DC и DC-AC. Первая ступень DC-DC преобразования приводит рабочий диапазон входного постоянного

напряжения к фиксированному значению, достаточному для формирования из него во второй DC-AC ступени переменного тока с заданными значениями напряжения и частоты.

Синусоидальная форма выходного тока инверторов низкой промышленной частоты (50Гц) является первопричиной того, что ток, потребляемый DC-AC ступенью, имеет форму однополярных синусоидальных полувольт, которые в DC-DC ступени вызывают появление нежелательных низкочастотных (НЧ) пульсаций (100Гц) входного тока. Эти НЧ пульсации, присутствующие как составляющая входного тока инвертора, оказывают негативное влияние на источники постоянного тока, от которых осуществляется электропитание. Так, повышенный уровень пульсаций потребляемого тока приводит к дополнительному разогреву и нагрузке электродов аккумуляторов и водородных топливных элементов и, как следствие, к сокращению срока службы и эффективности их работы [4, 7]. Поэтому для водородных топливных элементов рекомендуется [5] ограничивать относительное значение НЧ пульсаций потребляемого тока на уровне 10 %. Кроме того, пульсирующая форма тока обуславливает увеличение его действующего значения и вызывает дополнительные потери мощности в DC-DC ступени самих инверторов.

Вопросу снижения НЧ пульсаций входного тока инверторов посвящено достаточно много публикаций. В части из них предлагаются аппаратные методы, которые сводятся к применению дополнительных активных фильтров на входе или выходе DC-DC ступени преобразования [4, 7]. Недостатком аппаратных методов является усложнение устройств, а также увеличение их габаритов, веса и стоимости. Более перспективными следует признать методы, связанные с использованием для подавления пульсаций функций управления преобразователями [3, 5].

#### Постановка задачи

Двухступенчатая DC-DC/DC-AC структура инвертора представлена на рис.1, где формы токов на входе и выходе ступеней иллюстрируют путь появления пульсаций в потребляемом токе инвертора  $I_{in}$ . Между ступенями присутствует промежуточный емкостной накопитель энергии  $C$ , который компенсирует мгновенную разницу между постоянной во времени входной мощностью DC-DC ступени и мощностью, отбираемой DC-AC ступенью и изменяющейся с удвоенной частотой выходного напряжения инвертора [2].

Известно, что емкостной накопитель энергии оказывает влияние на степень подавления НЧ пульсаций входного тока DC-DC ступени. Однако вопрос о количественных показателях влияния величины емкости накопителя  $C$  на размер пульсаций входного тока и соотношение его действующего и среднего значений требует исследования.

Основной целью данной работы является создание модели, описывающей возникновение НЧ пульсаций потребляемого тока, а также применение в этой модели компенсационного метода управления, как одного из возможных путей снижения пульсаций.

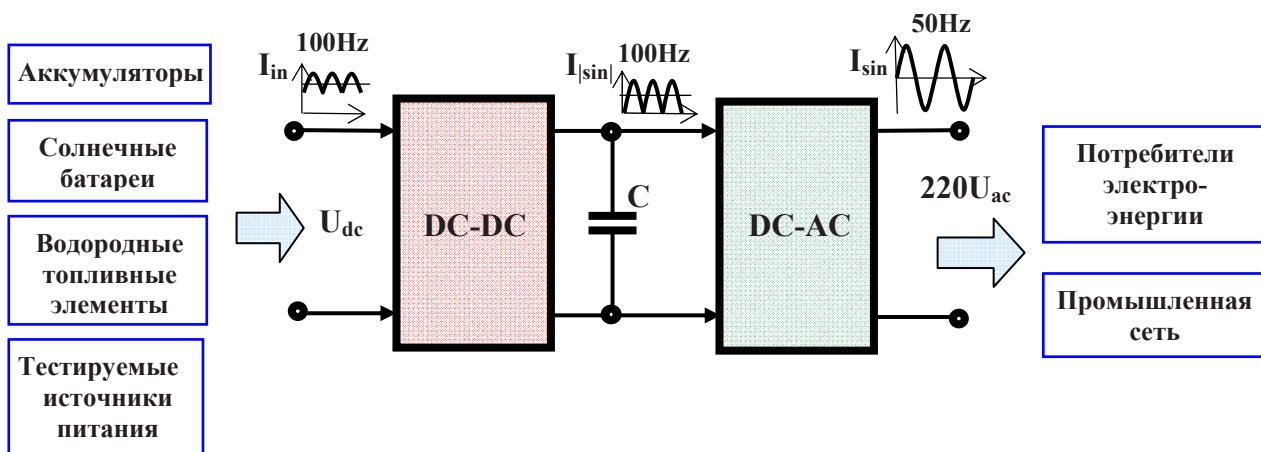


Рис.1

**Анализ процессов.** Рассмотрим схему замещения (рис.2), которая получена путем замены элементов двухступенчатой структуры (рис.1). В ней DC-DC ступень преобразования представлена источником напряжения  $E_{dc}$  с внутренним динамическим сопротивлением  $R_i$ , а ступень DC-AC заменена источником потребляемого тока  $I_{|sin|}$ , имеющего форму однополярных синусоидальных полувольт.

Поскольку предметом анализа является только переменная составляющая пульсаций тока  $I_{in}$ , то можно перейти к упрощенной схеме замещения для переменного тока (рис.3). Здесь источник напряжения  $E_{dc}$  представляется короткозамкнутым для переменного тока, а источник потребляемого тока  $I_{|sin|}$  заменяется эквивалентным источником пульсирующего питающего тока  $I_{ac}$ .

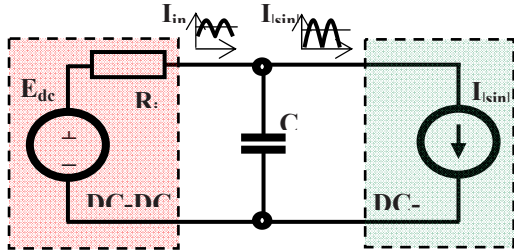


Рис.2

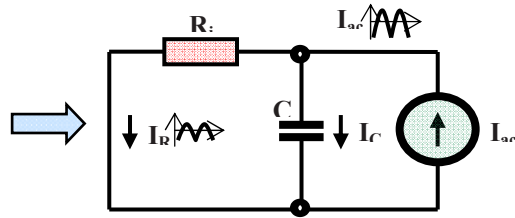


Рис.3

В соответствии с первым законом Кирхгофа, питающий ток  $I_{ac}$  (рис.3) распределяется между токами ветвей  $I_R$  и  $I_C$  следующим образом:

$$I_R = I_{ac} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_i C}; \quad I_C = I_{ac} \cdot \frac{j\omega R_i C}{1 + j\omega R_i C}. \quad (1)$$

Отсюда модули и аргументы коэффициентов передачи питающего тока  $I_{ac}$  в токи ветвей резистора  $R_i$  и конденсатора  $C$  описываются:

$$|K_R| = \left| \frac{I_R}{I_{ac}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_i C)^2}}, \quad |K_C| = \left| \frac{I_C}{I_{ac}} \right| = \frac{\omega R_i C}{\sqrt{1 + (\omega R_i C)^2}}, \quad (2)$$

$$\varphi_R = -\arctg(\omega R_i C), \quad \varphi_C = \frac{\pi}{2} - \arctg(\omega R_i C).$$

Переменную составляющую питающего тока  $I_{ac}$  как периодическую функцию модуля синусоидального тока с единичной амплитудой можно представить в виде ряда Фурье [1]:

$$I_{ac}(\omega t) = |\sin(\omega t)| - \frac{2}{\pi} = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(n\omega t)}{4n^2 - 1} \quad (3)$$

Для получения периодических функций токов в резисторе  $R_i$  и конденсаторе  $C$  приведем формулы (2) к дискретной форме, то есть к зависимости от номера  $n$  гармоники сигнала:

$$|K_R(n)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (n \omega R_i C)^2}}, \quad |K_C(n)| = \frac{n \omega R_i C}{\sqrt{1 + (n \omega R_i C)^2}}, \quad (4)$$

$$\varphi_R(n) = -\arctg(n \omega R_i C) \quad \varphi_C(n) = \frac{\pi}{2} - \arctg(n \omega R_i C)$$

Подставим полученные модули и аргументы (4) в выражение (3) и получим аналитическое описание временных функций токов в виде рядов Фурье:

$$I_R(\omega t) = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos[n\omega t + \varphi_R(n)]}{4n^2 - 1} \cdot |K_R(n)|; \quad (5)$$

$$I_C(\omega t) = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos[n\omega t + \varphi_C(n)]}{4n^2 - 1} \cdot |K_C(n)|. \quad (6)$$

На рис.4, 5 приведены временные диаграммы питающего тока  $I_{ac}(\omega t)$  по выражению (3), а также токов  $I_R(\omega t)$ ,  $I_C(\omega t)$  по выражениям (5), (6) при значениях  $C=3$  мФ;  $C=10$  мФ и  $R_i=1$  Ом, которые построены с помощью пакета Mathcad. Из диаграмм видно, что фазовый сдвиг емкостного тока  $I_C(\omega t)$  относительно питающего  $I_{ac}(\omega t)$  определяет появление тока пульсации  $I_R(\omega t)$  в резисторе  $R_i$ .

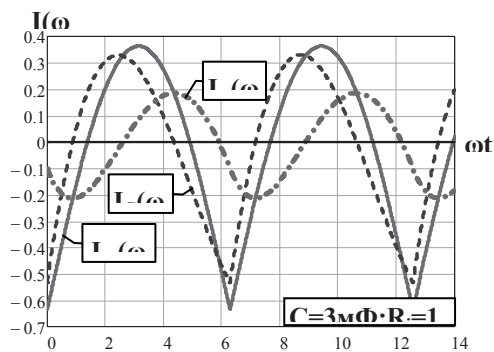


Рис. 4

Относительный размах пульсаций (пик-пик) тока  $I_R(\omega t)$  определим как разность максимального и минимального мгновенных значений функции (5), отнесенную к постоянной составляющей (среднему значению) питающего тока  $I_{dc}=2/\pi$ :

$$\delta I_R = \frac{I_{R.\max} - I_{R.\min}}{I_{dc}} \quad (7)$$

На рис.6 приведена графическая зависимость относительного размаха пульсаций тока (7) от значения постоянной времени  $\tau = R_i \cdot C$ . Из неё следует, что при  $R_i = 1$  Ом снижение пульсаций до уровня 0,1 (10 %) требует применения конденсатора с достаточно большой емкостью 21мФ. Если учесть, что для формирования в DC-AC ступени выходного синусоидального напряжения 220В постоянное напряжение конденсатора  $C$  (рис. 1) устанавливается на уровне 350...400В, то в совокупности эти параметры приводят к значительному увеличению габаритов и веса конденсатора.

В DC-DC ступени инвертора пульсирующая форма входного тока при фиксированном среднем значении становится причиной увеличения его действующего значения и вызывает дополнительные потери мощности.

Действующее значение пульсирующего тока с учетом постоянной  $I_{dc} = 2/\pi$  и переменной  $I_R(\omega t)$  из (5) составляющих представим в виде ряда Фурье:

$$I_{R.\text{rms}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{|K_R(n)|}{4n^2 - 1} \right)^2} \quad (8)$$

Дополнительные относительные потери мощности  $\delta P$ , возникающие из-за наличия пульсаций тока, можно оценить по отношению квадратов действующего (8) и среднего значений тока:

$$\delta P = I_{R.\text{rms}}^2 / I_{dc}^2 \quad (9)$$

Графическая зависимость относительных потерь мощности от значения постоянной времени  $\tau = R_i \cdot C$  по выражению (9) представлена на рис. 7. Как видно, при снижении постоянной времени  $\tau$  за счет уменьшения емкости конденсатора  $C$  относительные потери мощности возрастают, и в пределе стремятся к значению 1,234 (23,4 %). В то же время, слабое влияние емкости на снижение относительных потерь ниже уровня 1,01 (1 %) начинается при значениях емкости, превышающих 7,5мФ ( $R_i = 1$  Ом).

Зависимости на рис. 6, 7 предоставляют возможность при известных значениях выходного сопротивления  $R_i$  DC-DC ступени преобразования и емкости промежуточного накопителя  $C$  провести оценку уровня НЧ пульсаций входного тока и дополнительных потерь мощности, вызванных пульсациями.

**Снижение пульсаций.** Одним из возможных путей снижения НЧ пульсаций является организация двухконтурной системы управления [5, 6], в которой внутренний контур стабилизирует входной ток DC-DC преобразователя, а наружный - напряжение на выходном конденсаторе. Сигнал рассогласования наружного контура является сигналом опорного тока, с которым сравнивается значение входного тока во внутреннем контуре.

В связи с тем, что напряжение на выходном конденсаторе содержит НЧ пульсации, а в сигнале опорного тока они должны отсутствовать, наружный контур по напряжению выполняется с низким быстродействием и имеет узкую полосу пропускания 1...2Гц [5].

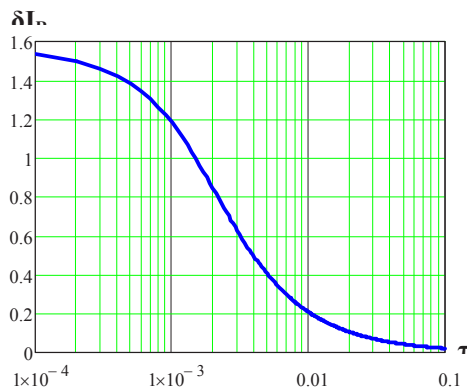


Рис.6

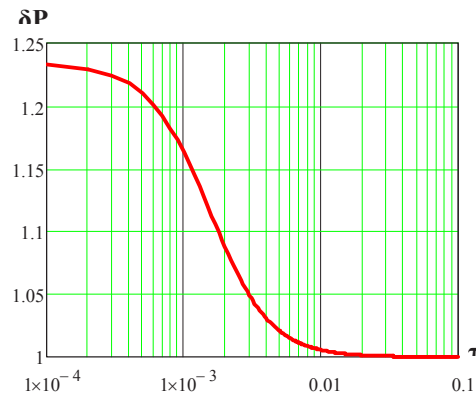


Рис.7

Экспериментальная проверка такой системы управления показала, что при набросе нагрузки на выходе инвертора медленный наружный контур стабилизации по напряжению оказывается неспособным к быстрому восстановлению напряжения на конденсаторе. По этой причине в выходном напряжении инвертора возникают нежелательные провалы, приводящие к нестабильной работе питаемого оборудования.

В связи с этим был предложен компенсационный метод снижения НЧ пульсаций входного тока в более простой одноконтурной системе стабилизации напряжения на конденсаторе. Метод обладает тем преимуществом, что позволяет ввести компенсационный сигнал в типовую систему управления при минимальных технических затратах. При этом на быстродействие одноконтурной системы не накладывается ограничение.

Сущность метода удобно рассмотреть на схеме замещения (рис. 8), которая получена из модели (рис. 3) путем введения в ветвь резистора  $R_i$  зависимого источника компенсирующего напряжения  $U_k$ . Этот источник управляется сигналом, который поступает от датчика тока  $CS$ , и формирует переменное выходное напряжение, пропорциональное току в ветви, то есть  $U_k = k \cdot I_R$ . Коэффициент пропорциональности  $k$  имеет размерность сопротивления [Ом].

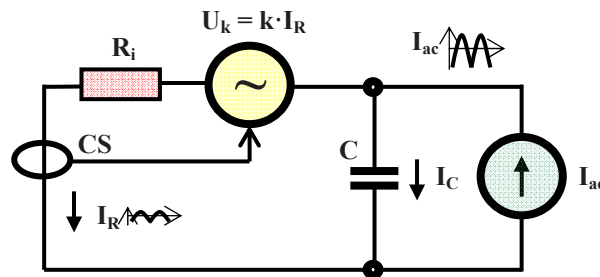


Рис. 8

В предложенной схеме замещения (рис. 8) токи ветвей  $I_R$  и  $I_C$  и напряжение на конденсаторе  $U_C$  определяются из уравнений, составленных в соответствии с законами Кирхгофа, и имеют следующий вид:

$$I_R = I_{ac} \cdot \frac{1}{1 + j\omega(R_i + k)C}; \quad I_C = I_{ac} \cdot \frac{j\omega(R_i + k)C}{1 + j\omega(R_i + k)C}; \quad U_C = I_{ac} \cdot \frac{(R_i + k)}{1 + j\omega(R_i + k)C}. \quad (10)$$

Сравнивая последние выражения с выражениями (1) видим, что коэффициент пропорциональности  $k$  входит в формулы как слагаемое к внутреннему сопротивлению  $R_i$ . Поэтому источник компенсирующего напряжения следует рассматривать как дополнительное эквивалентное сопротивление переменному току, которое увеличивает постоянную времени  $\tau = (R_i + k)C$  и снижает, согласно графика (рис. 6), пульсации тока в этой ветви.

Важно отметить, что снижение НЧ пульсаций входного тока за счет введения источника компенсирующего напряжения не увеличивает размер пульсаций напряжения на конденсаторе. Действительно, если обратиться к формуле модуля напряжения на конденсаторе, полученной из (10):

$$|U_C| = \frac{|I_{ac}| \cdot (R_i + k)}{\sqrt{1 + [\omega \cdot (R_i + k) \cdot C]^2}}, \quad (11)$$

то при реально выполняемом условии  $[\omega(R_i + k)C]^2 \gg 1$  получим приближенное выражение  $|U_C| \approx |I_{ac}| / \omega C$ , в котором отсутствует составляющая  $(R_i + k)$ .

Предложенный компенсационный метод снижения НЧ пульсаций входного тока был реализован в экспериментальном образце инвертора по структурной схеме на Рис.9. Здесь стабилизация выходного напряжения DC-DC преобразователя (напряжения на конденсаторе C) выполняется типовой системой регулирования, которая содержит схему сравнения ( $\times$ ), пропорционально-интегральный регулятор (PI) и широтно-импульсный модулятор (PWM).

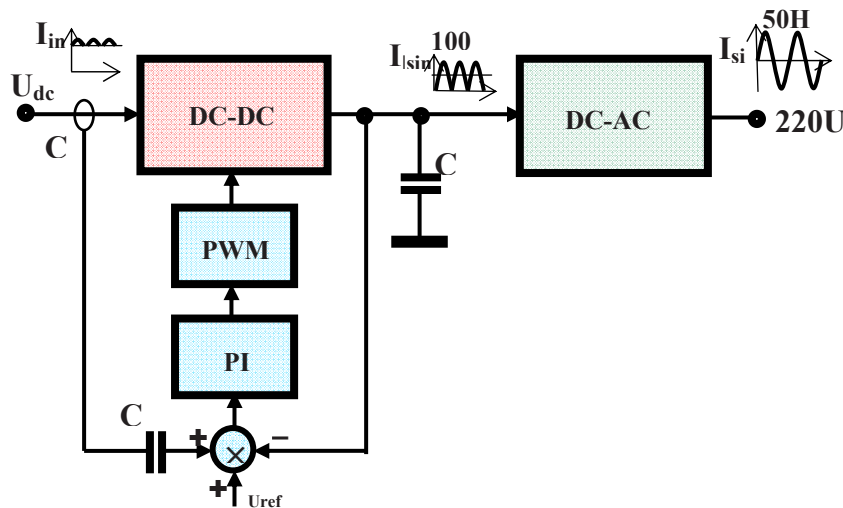


Рис. 9

В структуру введен датчик тока CS с коэффициентом преобразования тока в напряжение  $k$ , переменная составляющая которого подводится к схеме сравнения ( $\times$ ) через разделительный конденсатор  $C_p$ . Этот сигнал сформирован таким образом, чтобы он вызывал синфазную с формой входного тока  $I_{in}$  модуляцию в широтно-импульсном модуляторе.

DC-DC ступень экспериментального инвертора с выходным напряжением 220В/50Гц и мощностью 1500Вт имела следующие параметры: входное постоянное напряжение – 120В, выходное постоянное напряжение 350В, емкость промежуточного конденсатора, к которому прикладывается выходное напряжение -1000 мкФ.

На рис.10, 11 приведены осциллограммы пульсирующего входного тока (нижняя кривая 1) и пульсаций напряжения на промежуточном конденсаторе (верхняя кривая 2) в DC-DC ступени преобразования. Осциллограммы на рис.10 отображают параметры без применения, а на рис.11 – с применением компенсационного метода.

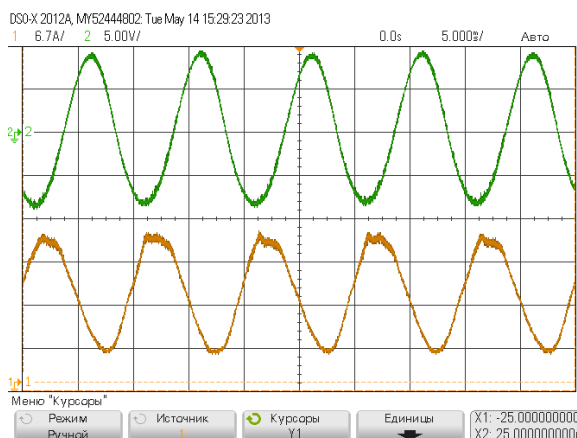


Рис. 10

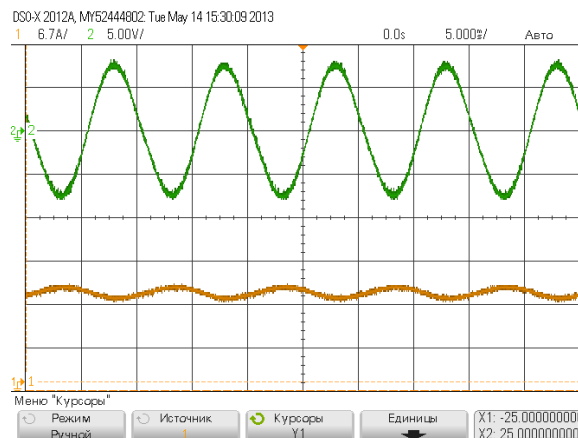


Рис. 11

Как видно из осциллограмм входного тока (кривые 1), введение цепи компенсации снижает размах НЧ пульсаций тока с 16,5А до 2,75А, что соответствует изменению относительных значений по формуле (7) от 1,2 до 0,2, то есть в 6 раз. Согласно графика (рис. 6), такое изменение значений относительных пульсаций тока возможно при увеличении постоянной времени  $\tau$  в 10 раз (от 1 мс до 10 мс). Для достижения такого результата конструктивным способом потребовалось бы наращивание емкости промежуточного конденсатора до 10 мФ с неоправданным ростом его габаритов и веса.

Введение цепи компенсации снижает также действующее значение входного тока от 14,9А (рис. 10) до 13,82А (рис. 11) при среднем значении тока 13,8А. Это соответствует реальному снижению мощности потерь по формуле (9) в 1,17 раза (на 17 %), что близко к теоретической оценке снижения по графику Рис.7 в 1,163 раза (на 16,3 %) при изменении  $\tau$  от 1мс до 10мс.

Размер пульсации напряжения на промежуточном конденсаторе (кривые 2) слабо зависит от изменения постоянной времени  $\tau$  и совпадает с теоретической зависимостью (11).

Таким образом, экспериментальные данные подтвердили адекватность предложенной теоретической модели и соответствие графических зависимостей (рис.6,7) реальным результатам.

#### Выводы

1. Синусоидальная форма выходного тока инверторов является первопричиной появления НЧ пульсаций входного потребляемого тока, которые оказывают негативное влияние на источники электропитания и создают дополнительные потери мощности в DC-DC ступени преобразования.

2. Предложена простая модель, описывающая процесс возникновения НЧ пульсаций тока, на основе которой получены зависимости влияния параметров модели на уровень пульсаций и дополнительные относительные потери мощности в DC-DC ступени, обусловленные их наличием.

3. Показано, что снижение уровня пульсаций конструктивным путем требует значительного увеличения емкости промежуточного конденсатора как накопителя энергии и приводит к неоправданному росту габаритов и веса инвертора.

4. Предложен компенсационный метод снижения НЧ пульсаций входного тока в одноконтурной системе стабилизации напряжения на емкостном накопителе, который для объяснения механизма компенсации пульсаций встроен в созданную модель. Практическое применение предложенного метода в инверторе с выходной мощностью 1,5кВт позволило снизить уровень НЧ пульсаций тока в 6 раз, а мощность потерь в DC-DC ступени преобразования на 17 %.

#### Список литературы

1. Бельхеева Р. К. Ряды Фурье в примерах и задачах: Учебное пособие / Новосиб. гос. ун-т. Новосибирск, – 2011.– 76 с.
2. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005.– 632 с.
3. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011.– 576 с.
4. Chung S.-K., Song Y.-J., Enjeti P.N. Current-fed high-frequency link inverter with active input filter // Electronics Letters Vol. 40 No.7, April 2004.
5. Liu C., Lai J. Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter load // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 4, July, 2007, pp.1429–1436.
6. Pat. US6946822 B2, G05F1/56. DC/DC converter with filter for limiting the oscillation of the input current and associated method /L. Cincinelli, S. Macerini.– Sep.20, 2005.
7. Testa A., De Caro S., Consoli A., Cacciato M. An Active Current Ripple Compensation Technique in Grid Connected Fuel Cell Applications // Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, pp.2642–2649.

#### REDUCTION LOW-FREQUENCY PULSATIONS INPUT CURRENT DC-DC CONVERTERS IN THE COMPOSITION OF INVERTERS

V.I. Kolosov, E.V. Vasechko  
Scientifically manufacturing enterprise "Impuls"

*The processes are investigational in a two-stage inverter DC-DC/DC-AC structure associated with the presence of low-frequency input ripple current consumption. The simple model reflecting influence of the intermediate capacitor store of energy for the size of pulsations is offered. The timing diagrams of current of*

*the capacitive storage and ripple are shown. The graphic dependences are resulted, allowing to estimate the size of pulsations and the additional power losses, due to their presence. Propose a compensation method to reduce input ripple current in a single-system voltage regulation on the capacitive storage device that allows you to achieve a significant reduction in ripple current minimum technical and cost without degrading system performance.*

**Key words:** DC-DC converters, inverter, low-frequency current ripple.

1. Belheeva R.K. Fourier series in the examples and exercises: Textbook / Novosibirsk. State. Univ. Novosibirsk – 2011.–76 с. (Rus.)
2. Meleshin V.I. Transistor converter equipment. – М.: Technosphere, 2005. – 632 p. (Rus.)
3. Meleshin V.I., Ovchinnikov D.A. Management transistor converters of the electric power. - М.: the Technosphere, 2011. 576 с. (Rus.)
4. Chung S.-K., Song Y.-J., Enjeti P.N. Current-fed high-frequency link inverter with active input filter // Electronics Letters Vol. 40 No.7, April 2004.
5. Liu C., Lai J. Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter load // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 4, July, 2007, p.p.1429–1436.
6. Pat. US6946822 B2, G05F1/56. DC/DC converter with filter for limiting the oscillation of the input current and associated method /L. Cincinelli, S. Macerini.– Sep.20, 2005.
7. Testa A., De Caro S., Consoli A., Cacciato M. An Active Current Ripple Compensation Technique in Grid Connected Fuel Cell Applications // Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, p.p.2642–2649.