

УДК 621.314.26

Б.Е. Пьяных

## ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ В КЛЮЧЕВЫХ СХЕМАХ ДЛЯ БОРТОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

*Рассмотрены процессы формирования кривых напряжения и тока преобразовательных устройств для бортовых источников электропитания. Показано, что дискретный принцип позволяет обеспечить высокое качество электроэнергетики на выходе таких устройств при минимизации потерь.*

Безопасность воздушного движения достигается не только путем четкого взаимодействия всех наземных служб по управлению воздушным движением, но и надежностью функционирования всех самолетных систем, к числу которых относится и система энергоснабжения.

Для преобразования и стабилизации параметров электрической энергии настоятельной необходимостью является замена устаревших электромашинных преобразователей статическими, выполненными на современной полупроводниковой компонентной базе на основе последних достижений силовой преобразовательной техники.

В основе большинства устройств силовой преобразовательной техники лежит дискретный принцип формирования кривых напряжений и тока, при котором на нагрузку по определенному алгоритму подключаются различные по параметрам напряжения или токи источника питания. В связи с этим основным элементом силовых преобразователей является мощный полупроводниковый ключ, способный пропускать большие токи и выдерживать высокие напряжения. При этом на входе и выходе преобразователей появляются как высшие гармоники со значительными амплитудами, так и субгармоники.

Силовые вентильные преобразователи позволяют с помощью коммутационных процессов преобразовывать различные виды и параметры электрического тока. Указанные процессы происходят в них за счет включения между источником и нагрузкой вентильной схемы, параметры которой нелинейны или принудительно изменяются во времени. Изменение параметров электрических цепей приводит к периодическим (непериодическим) воздействиям на амплитуды или фазы (модуляции) напряжений источника [1].

В общем случае модуляция предполагает умножение исходного сигнала на модулирующую функцию. Если указанное умножение производится на амплитуду исходного сигнала, то говорят об амплитудной модуляции. Возможны также частотная и фазовая модуляции. Анализ показывает, что спектры выходного сигнала при указанных видах модуляции оказываются подобными и представляют собой совокупность несущей частоты и двух боковых полос, амплитуды гармоник в которых убывают с увеличением номера гармоники. Отличие состоит в том, что при частотной и фазовой модуляциях спектр выходного сигнала более широкополосный, а амплитуды гармоник являются функциями Бесселя [2].

Следовательно, вид модуляции не может являться характерной особенностью для выделения какого-либо типа преобразователей среди других. Однако большое разнообразие преобразовательных устройств приводит к заключению об отображении этого разнообразия на признаки модуляции. Первые попытки классификации преобразователей по этим признакам были предприняты в [3]. Здесь предложено различать преобразователи по кратности модуляции, под которой понималось число простейших сомножителей в модулирующей функции. Простейшей считалась такая модулирующая функция, при которой выходной сигнал преобразователя имеет регулярный и симметричный вид. Неопределенность этого критерия, а также возможность представить несколько

сомножителей модулирующей функции через один и наоборот приводит к неопределенности такой классификации и требует дополнительных уточнений. В этой связи заслуживает внимания следующие соображения.

Параметры выходного сигнала преобразователя, кроме модулирующей функции, определяются как параметрами исходного сигнала, так и параметрами нагрузки. Величина и характер нагрузки обычно задаются условиями потребителя, параметры исходного сигнала – питающей сетью. Для формирования нужных свойств выходного сигнала разработчики могут зачастую располагать только возможностями модулирующей функции. Однако обычно преобразователи функционируют таким образом, что конечный модулирующий сигнал, который используется для перемножения на исходный сигнал при математическом представлении процессов модуляции, оказывается отличным от того, который формируется системой управления, т.е. имеют место искажения. Они вызваны влиянием входной питающей сети и нагрузки преобразователя и появляются в преобразователях, построенных на неуправляемых и не полностью управляемых вентилях с односторонней проводимостью при работе на активно-индуктивную нагрузку.

Учет искажений модулирующей функции в преобразователях указанного типа при разомкнутых системах управления в общем случае оказывается невозможным. Такое недетерминированное воздействие на модулирующую функцию эквивалентно дополнительной ее модуляции. В этом смысле можно говорить о двукратной модуляции в отличие от однократной, которая учитывает детерминированные воздействия и может быть представлена в виде разового умножения результирующей модулирующей функции на исходный сигнал. При указанной трактовке упомянутые выше преобразователи следует назвать преобразователями с двукратной модуляцией. Все эти преобразователи могут быть реализованы на полностью управляемых ключах с двусторонней проводимостью. В этом случае параметры и вид модуляционной функции будут полностью определяться системой управления, указанные влияния будут отсутствовать и модуляцию можно назвать однократной модуляцией (ОМ).

Отдельные искажающие модулирующую функцию воздействия также могут быть приведены к одному результирующему эквивалентному воздействию. Таким образом, модуляция не может иметь кратность выше двух. Следовательно, все преобразователи можно разделить на два типа: с однократной и двукратной модуляцией. При таком подходе все преобразователи, построенные на полностью управляемых ключах с двусторонней проводимостью, являются преобразователями с ОМ. Преобразователи же, хотя бы частично включающие не полностью управляемые вентили с односторонней проводимостью, относятся к преобразователям с двукратной модуляцией.

Наличие у преобразователей с двукратной модуляцией искажающих влияний питающей сети или нагрузки на вид и форму модулирующей функции можно трактовать как обратную связь по возмущению (при влиянии питающей сети) и по отклонению (при влиянии нагрузки) или как внутреннюю обратную связь в отличие от внешней, детерминированной обратной связи, организуемой с помощью специальных дополнительных контуров для получения нужных характеристик по входу или выходу преобразователя. Тогда кратность модуляции будет определяться наличием или отсутствием внутренней обратной связи: если она имеет место, модуляция будет двукратной, в противном случае – однократной.

Многие преобразователи строятся таким образом, что модуляция исходного сигнала в них производится как бы в несколько этапов (два, три и т.п.). По принятой в теории модуляции терминологии [2] они относятся к преобразователям с двухступенчатой, трехступенчатой и так далее модуляцией. Эти преобразователи реализуют каждую ступень модуляции с помощью одноступенчатых преобразователей с одно- и двукратной

модуляцией. В свете изложенного следует отметить, что, например, преобразователь с двухступенчатой модуляцией, каждая ступень которого реализуется с помощью одноступенчатого преобразователя с однократной модуляцией, имеет общую кратность модуляции, равную единице, а двухступенчатый преобразователь, хотя бы одна из ступеней которого реализуется с помощью одноступенчатого преобразователя с двукратной модуляцией, имеет общую кратность модуляции, равную двум, то есть кратность модуляции многоступенчатого преобразователя определяется только наличием или отсутствием ступени с двукратной модуляцией. В первом случае она равна двум, во втором – единице.

Следует при этом отметить, что преобразователи с однократной модуляцией позволяют реализовать некоторые законы управления, повышающие технико-экономические показатели установок, например, обеспечивающие генерацию реактивной мощности в питающую сеть, улучшение формы питающего тока и др.

В соответствии с изложенным может быть предложена следующая классификация основных схем вентильных преобразователей (рис.1)[4].



Рис.1. Классификация вентильных преобразователей

Альтернативой непосредственному преобразователю частоты (НПЧ) ОМ являются преобразователи частоты со звеном постоянного тока, построенные по схеме выпрямитель – инвертор. Однако последние по сравнению с НПЧ ОМ имеют существенные недостатки:

- 1) двухступенчатое преобразование энергии, что ведет к снижению КПД;
- 2) трудность обмена реактивной энергией нагрузкой и сетью, что ставит серьезные проблемы при построении экономичных систем электропитания с такими преобразователями;
- 3) наличие реактивного фильтра в звене постоянного тока, что ухудшает динамику и массогабаритные показатели преобразователей;
- 4) неблагоприятное влияние на питающую сеть, особенно при регулируемом выпрямителе, в частности потребление из сети реактивной мощности.

Формирование выходного напряжения или тока в преобразователях частоты с однократной модуляцией осуществляется путем модуляции напряжений питающей сети в сочетании с фазовой компенсацией гармоник в нагрузке. При этом на выходе преобразователя производится суммирование отдельных модулированных напряжений или токов, связанных с различными фазами питающей сети. В зависимости от способа суммирования различают преобразователи с суммированием модулированных токов в общем узле (СОУ), преобразователи с суммированием модулированных напряжений в общем контуре (СОК) и комбинированного типа. Преобразователи могут быть построены по однотактной или двухтактной схеме. Основные схемы НПЧ с ОМ показаны на рис. 2–5. Однотактная схема непосредственного преобразователя частоты с суммированием модулированных напряжений в общем контуре показана на рис. 2. Входные напряжения  $n$ -фазной питающей цепи  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , ...  $u_n(t)$  с помощью ключей переменного тока  $2, 4, \dots, 2_n$  подключаются в общий контур с нагрузкой  $Z_n$ . Ключи  $1, 3, \dots, 2_{n-1}$  служат для закорачивания соответствующих фазных напряжений, которые в данный момент не принимают участия в формировании выходного напряжения. Форма кривой выходного напряжения  $u_n(t)$  при трехфазной питающей сети показана на рис. 2, б, а на рис. 2, в – при  $n$ -фазной.

На рис. 3, а показана двухтактная схема НПЧ СОК. С помощью ключей  $1-4$  фазное напряжение  $u_1(t)$  может подключаться в общий контур в прямой (замкнуты ключи  $1, 4$ ) или обратной (замкнуты ключи  $2, 3$ ) полярности. Для фазного напряжения  $u_2(t)$  эту задачу выполняют ключи  $5-8$ , для напряжения  $u_n(t)$  – ключи  $4_{n-3} - 4_n$ . На рис. 3, б показана форма кривой выходного напряжения при трехфазной, а на рис. 3, в – при  $n$ -фазной питающей сети. Видно, что по сравнению с рис. 2 число фаз в двухтактной схеме удваивается.

Однотактная схема непосредственного преобразователя частоты с суммированием модулированных токов в общем узле показана на рисунке 4, а. Входные напряжения  $n$ -фазной питающей сети  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , ...  $u_n(t)$  с помощью ключей  $1, 2, \dots, n$  подключаются на нагрузку  $Z_n$ . На рис. 4, б показана форма кривой выходного напряжения  $u_n(t)$  при трехфазной питающей сети.

Двухтактная (мостовая) схема НПЧ СОУ проиллюстрирована рис. 5, а. С помощью ключей  $1-2_n$  междуфазные напряжения  $u_1(t) - u_2(t)$ ,  $u_1(t) - u_i(t)$ , ...,  $u_1(t) - u_n(t)$ ... могут подключаться к нагрузке  $Z_n$  в прямой и обратной полярности. На рис. 5, б показана форма кривой выходного напряжения при трехфазной питающей сети. Здесь напряжения  $u_{12}(t) = u_1(t) - u_2(t)$ ,  $u_{23}(t) = u_2(t) - u_3(t)$ ,  $u_{n1}(t) = u_n(t) - u_1(t)$  – междуфазные напряжения между фазами  $1$  и  $2$ ,  $2$  и  $3$ ,  $n$  и  $1$ . Видно, что число фаз по сравнению с рис. 4 удваивается

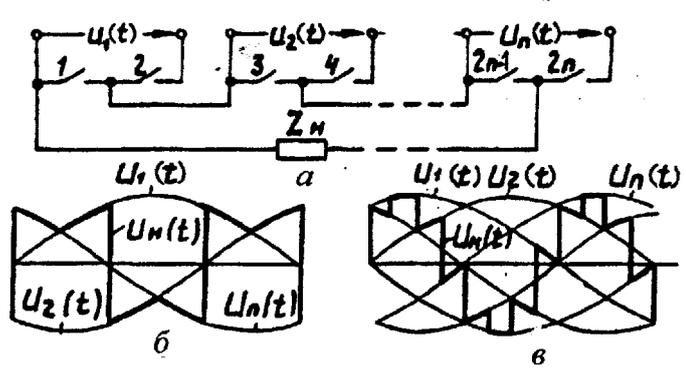


Рис.2. Однотактный НПЧ СОК

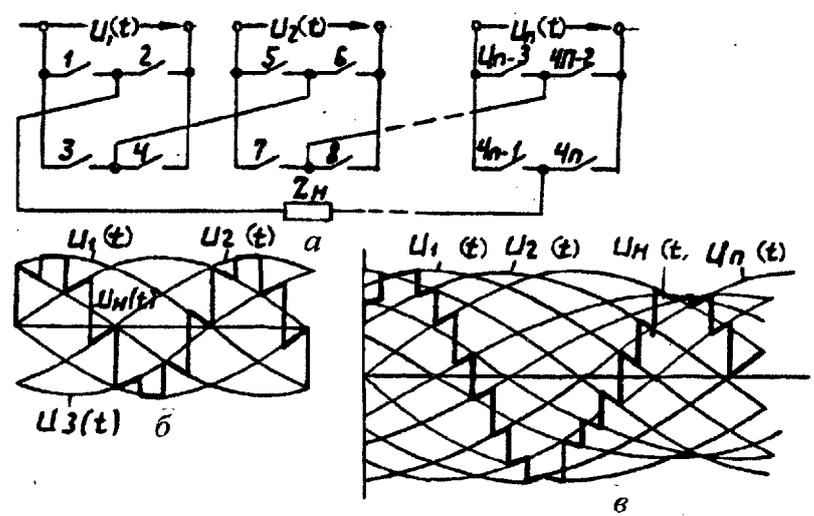


Рис.3. Двухтактный НПЧ СОК

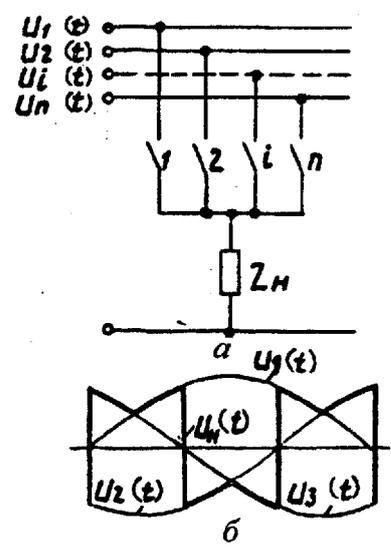


Рис.4. Однотактный НПЧ СОУ

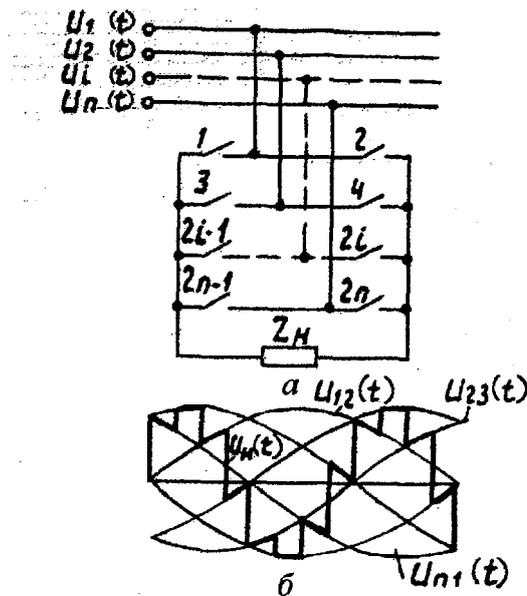


Рис.5. Двухтактный НПЧ СОУ

Рассмотренные структуры схем ключевых вентильных преобразователей с ОМ показывают преимущества непосредственного преобразования параметров электроэнергии.

#### Список литературы

1. Пьяных Б.Е., Чехет Э.М. Об искусственной коммутации в тиристорных ключах переменного тока // Разработка и применение силовых полупроводниковых вентилей: Материалы семинара КДНТП. – К.: 1969.
2. Гуткин Л.С., Лебедев В.Л., Сифоров В.И. Радиоприемные устройства. – М.: Сов.радио, 1963 – 400 с.
3. Карташов Р.П., Чехет Э.М. Функциональные схемы преобразователей частоты // Устройства преобразовательной техники. – К.: Наук.думка, 1969: С.99–107.
4. Пьяных Б.Е. О кратности модуляции в силовых вентильных преобразователях // Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. III Всесоюз. НТК (Киев, октябрь 1983). – Ч.1, 1983.-С.54–58.