

**РЕГУЛИРОВАНИЕ УРОВНЯ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО ТОКА
В ОДНОФАЗНОЙ СИСТЕМЕ ИНВЕРТОР–ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫЙ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ**

Розглянуто засоби регулювання струму в системі інвертор–індуктивно-ємнісний перетворювач за допомогою моделі цієї системи, реалізованої у середовищі Simulink.

Существует большое разнообразие однофазных схем индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) [1], отличающихся структурой, числом элементов, порядком включения элементов, наличием магнитных связей между катушками индуктивности. Все схемы работают в режиме преобразования источника напряжения в источник тока ($U \rightarrow I$) при условии резонансной настройки их реактивных элементов [3]. Рациональное число элементов в параметрическом преобразователе $U \rightarrow I$ должно быть не более четырех. Поэтому для построения ИЕП используются Г-, Т-, П-образные и мостовые структуры.

ИЕП наряду со схемной и конструкторской простотой, надежностью, высокими КПД, коэффициентом мощности, практической безынерционностью, нечувствительностью к короткому замыканию (КЗ) обладает и некоторыми недостатками. У них большая масса и габариты при работе от промышленной сети, сложность регулирования уровня стабилизированного тока, недопустимость работы на холостом ходу без принятия специальных мер.

Первый недостаток устраняется при переходе на работу от источника напряжения повышенной частоты. Таким источником может быть инвертор напряжения. При питании от него не только уменьшаются масса и габариты ИЕП, но и появляется возможность устранения остальных недостатков, связанных с регулированием уровня тока и защитой от перенапряжений при режиме холостого хода.

Форма выходного напряжения инвертора, как правило, не является синусоидальной и содержит широкий спектр высших гармоник. Анализ частотных свойств ИЕП [2] показал, что входное сопротивление для большинства однофазных схем с ростом частоты, т.е. с увеличением номера высших гармоник для режимов работы, близких к КЗ, уменьшается. Поскольку в кривой выходного напряжения инвертора помимо основной гармоники существует широкий спектр высших гармонических составляющих, то они будут вызывать большие токи потребления. Практически единственная из всех девяти вариантов однофазных схем ИЕП пригодная для работы от автономных инверторов с прямоугольной формой выходного напряжения является Г-образная схема с предвключенной индуктивностью [2].

Силовая схема исследуемой системы инвертор – ИЕП представлена на рис. 1. Питание схемы производится от сети постоянного напряжения 27 В, номинальная мощность нагрузки 20 Вт. Выпрямленное номинальное напряжение нагрузки 300 В. Напряжение холостого хода не более 450 В.

Основной задачей при проектировании ИЕП является обеспечение

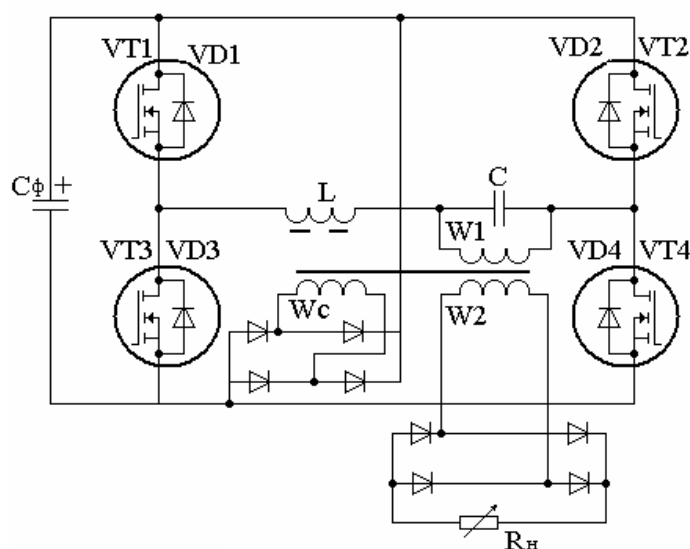


Рис. 1

надежной работы преобразователя во всем диапазоне изменения сопротивления нагрузки при минимально возможной для данной схемы установленной мощности реактивных элементов. Успешное решение этой задачи во многом зависит от правильного выбора расчетной величины относительного сопротивления нагрузки (n_p), равного отношению активного сопротивления нагрузки R_H к индуктивному сопротивлению преобразователя ωL .

Согласно работе [3] для нашего варианта ИЕП $n_p = 1$. Поэтому получаем коэффициент трансформации согласующего трансформатора $K_{TP} = 14,8$, а так как частота выходного напряжения инвертора равна 40 кГц, то получаем для $n_p = 1$, индуктивность $L = 0,0817$ мГн, емкость $C = 0,194$ мкФ. В качестве ключей инвертора используются транзисторы IRF 540.

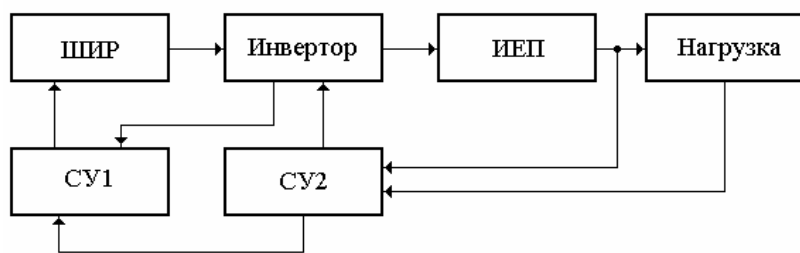


Рис. 2

Всестороннее исследование системы можно провести с использованием принципов построения на базе специальных станций быстрого моделирования по структурным схемам, представленным на рис. 2. Цель работы – проанализировать возможности регулирования уровня стабилизированного тока нагрузки

в однофазной системе инвертор напряжения–индуктивно-емкостный преобразователь $U \rightarrow I$.

Функции блоков структурной схемы следующие:

ШИР – широтно-импульсный регулятор совместно со своей системой управления стабилизирует неизменный ток нагрузки при изменении питающей сети; улучшает жесткость нагрузочной характеристики; регулирует уровень неизменного тока, ограничивает напряжение холостого хода.

СУ1 – система управления широтно-импульсным регулятором, на которую через датчики заводится обратная связь по току нагрузки и напряжению на ней.

Инвертор совместно со своей системой управления преобразует постоянное напряжение, поступающее с ШИР, в высокочастотное напряжение прямоугольной формы.

СУ2 – система управления инвертором задает и регулирует частоту инвертирования, создает и регулирует нулевую полочку (паузу) в выходном напряжении инвертора по двум алгоритмам, а именно при симметричном и несимметричном управлении транзисторами. В первом случае происходит рекуперация энергии из нагрузки инвертора в цепь питания, а во втором – нет. СУ2 осуществляет следующие функции: ограничивает напряжение холостого хода за счет ухода от резонансной частоты ИЕП либо за счет увеличения полочки; поддерживает неизменным отношение частоты к полочке при изменениях нагрузки; следит за тем, чтобы переход тока через нулевое значение происходил только во время полочки. На СУ2 также, как и на СУ1 через датчики заводится обратная связь по току нагрузки и напряжению по ней.

Одним из ключевых моментов исследования является анализ различных вариантов регулирования уровня стабилизированного тока нагрузки. Модель исследуемой системы стабилизации выходного тока нагрузки была реализована в среде Simulink. Модели транзисторов VT1...VT4 реализованы согласно нормативной документации IRF, причем с учетом инерционности их срабатывания и паразитных параметров. Блоки Input Gate Signal, Input Gate Signal1 задают выходные сигналы СУ2, поступающие на затворы транзисторов. Модель трансформатора является классической Т-образной схемой замещения. Параметры силовой схемы исследуемой системы инвертор – ИЕП соответствуют реальной схеме, представленной на рис. 1, и приведены ранее в тексте.

Способы регулирования уровня стабилизированного тока нагрузки. Уровень стабилизированного тока в нагрузке при питании ИЕП от инвертора можно менять несколькими способами путем изменения следующего:

1. амплитуды напряжения питания ИЕП, поскольку ток нагрузки в нем прямо пропорционален напряжению питания;

2. количества периодов работы инвертора и длительности пауз его отключения (пачки импульсов). При этом будет меняться среднее значение уровня выпрямленного стабилизированного тока. Недостатком этого способа регулирования являются работа его с переходными процессами, большие пульсации тока, мягкость нагрузочной характеристики. Кроме того, если включение на паузу и выключение происходит при одной и той же полярности выходного напряжения, то происходит увеличение амплитуды импульса и, как следствие, намагничивание электромагнитных элементов. В частности, может зайти в насыщение согласующий трансформатор;

3. изменением параметров реактивных элементов относительно их резонансных значений можно плавно или дискретно изменять уровень тока нагрузки. Однако при этом ухудшаются стабилизирующие свойства и коэффициент мощности ИЕП;

4. коэффициента трансформации согласующего трансформатора. Недостаток – дискретное регулирование;

5. числа параллельно работающих систем. Недостаток – дискретное регулирование, большие масса и габариты;

6. фазы тока одного из двух параллельно работающих ИЕП. Недостаток – большая установленная мощность, масса и большие габариты;

7. ширины паузы между импульсами выходного напряжения инвертора при неизменной амплитуде и частоте следования импульсов, т.е. широтно-импульсным регулированием;

8. частоты питающего ИЕП напряжения.

Вследствие того, что структуру ИЕП образуют элементы с частотно-зависимыми параметрами и условие резонансной настройки выполняется только на определенной фиксированной частоте, целесообразно исследовать основные свойства ИЕП при его питании от инвертора напряжения и регулировании тока нагрузки I_H при изменении частоты инвертирования (f_C) вверх и вниз от резонансной (f_P). Следует отметить, что для токов синусоидальной формы напряжения $I_H = I_{HP} \frac{f_P}{f_C}$, где I_{HP} – ток в нагрузке при резонансной настройке.

В таблице и на рис. 3 приведена зависимость $I_{CPH} = f(f_C)$, снятая для нагрузки 4,5 кОм, при частоте инвертирования 40 кГц и нулевой полочке $\Delta t = 1$ мкс. Полочка вводится для устранения сквозных токов в инверторе. В таблице обозначено: I_{CPH} – среднее значение тока в нагрузке, $I_{ПЕР}$ – значение тока, при котором происходит переключение транзисторов инвертора.

f_C , кГц	30	40	50	60	80
I_{CPH} , А	0,0844	0,0731	0,0534	0,0375	0,021
$I_{ПЕР}$, А	1,434	1,97	1,8	1,71	1,21

Из приведенной зависимости видно, что для Г-образной структуры ИЕП с предвключенной индуктивностью при питании преобразователя напряжением прямоугольной формы изменения тока от частоты имеют практически линейный характер. Однако регулирование тока частотой вниз от резонансной не может быть глубоким при наличии согласующего трансформатора на выходе ИЕП, поскольку он может зайти в насыщение. Расширение диапазона регулирования за счет снижения частоты возможно лишь при уменьшении расчетного значения индукции, что связано с увеличением массы и габаритов трансформатора.

Характер нагрузки диагонали моста транзисторного инвертора напряжения может быть индуктивный или емкостный. При емкостном характере появляются динамические потери при включении транзисторов, а при выключении они отсутствуют. При индуктивном же характере присутствуют динамические потери при выключении транзисторов, а при включении они отсутствуют. Следует также отметить, что при индуктивном характере отсутствуют потери, связанные с наличием времени обратного восстановления диодов [4], что приводит к меньшим динамическим потерям. Поэтому рабочая частота инвертора выбирается несколько

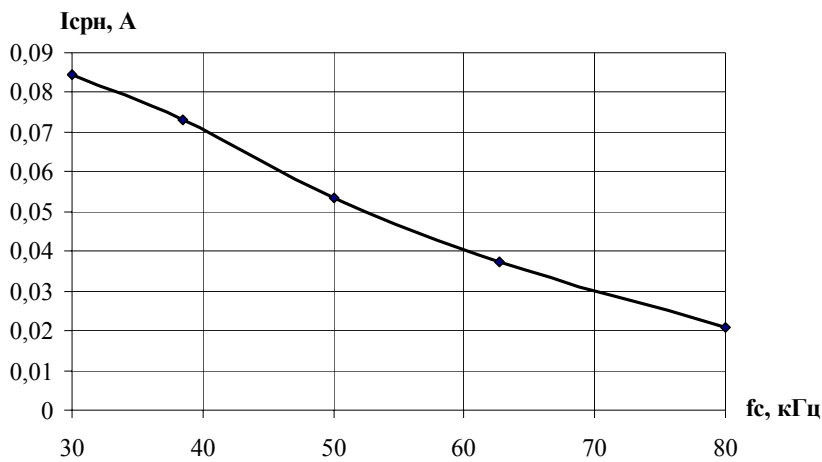


Рис. 3

диагонали моста инвертора при коротком замыкании нагрузки ИЕП (рис. 4), сопротивлении нагрузки ИЕП 2 кОм (рис. 5) и 8 кОм (рис. 6). Пунктирной линией показан ток нагрузки ИЕП – ток в первичной обмотке трансформатора. Характер нагрузки индуктивный, частота инвертирования 40 кГц. На этих рисунках и далее масштаб напряжений в вольтах 1:1, а токов в амперах 6:1, время в секундах 10^{-4} ($с10^{-4}$).

Если рассмотреть любую из положительных полуволн напряжения диагонали инвертора, то видно, что при включении транзистора, ток диагонали отрицательный и протекает через диоды, которые шунтируют включающиеся транзисторы. Эти транзисторы начнут проводить ток только после смены его полярности, т.е. тогда, когда они уже включены и динамические потери на их включение отсутствуют. Из рисунков видно, что ток переключения практически не зависит от значения нагрузки, а форма тока изменяется существенно. На рис. 7 и 8 представлены формы тока в диагонали инвертора при частоте инвертирования 30 кГц и 60 кГц соответственно.

Сопротивление нагрузки ИЕП для обоих случаев 4,5 кОм. Из рисунков видно, что форма тока в диагонали инвертора с изменением частоты меняется, время работы диодов с уменьшением частоты уменьшается, а токи переключения меняются несущественно, что подтверждается данными таблицы.

Форму тока и напряжения диагонали инвертора при регулировании уровня тока за счет изменения длительности нулевого значения напряжения диагонали инвертора можно проанализировать исходя из рис. 9 для частоты 40 кГц, нагрузки 8 кОм и длительности полочки 3 мкс.

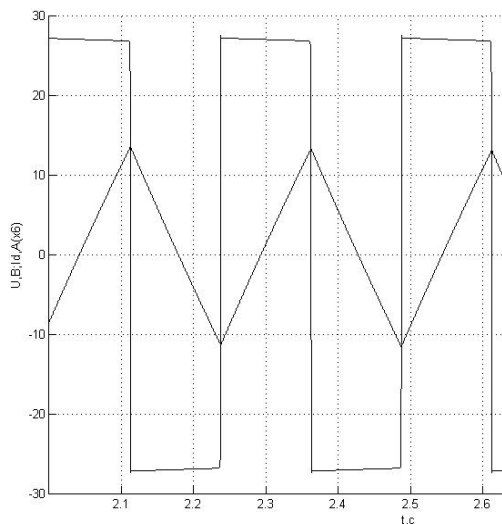


Рис. 4

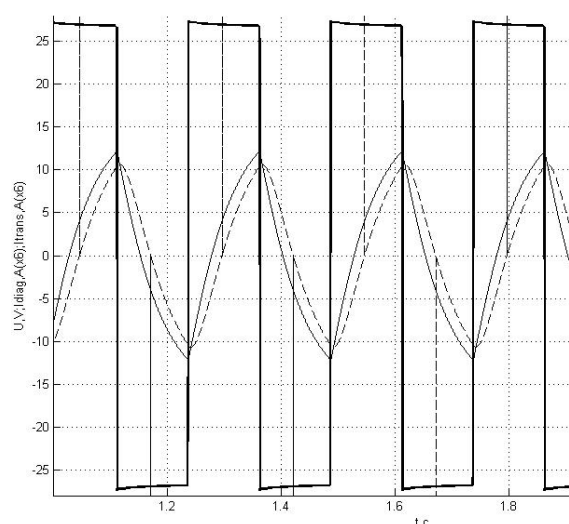


Рис. 5

большой, чем резонансная, и регулирование уровня тока производят за счет повышения частоты инвертирования.

Для повышенных частот работы инверторов напряжения на первый план выступают динамические потери мощности, т.е. потери при переключении транзисторов. На рис. 4...6 сплошными линиями представлены диаграммы напряжений в диагонали инвертора (прямоугольной формы) и токи нагрузки инвертора, т.е. токи в

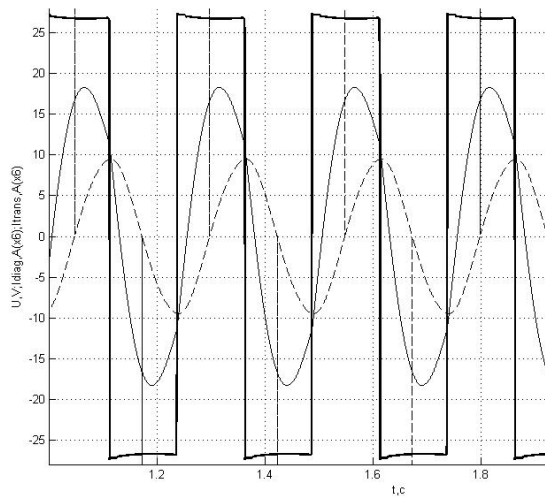


Рис. 6

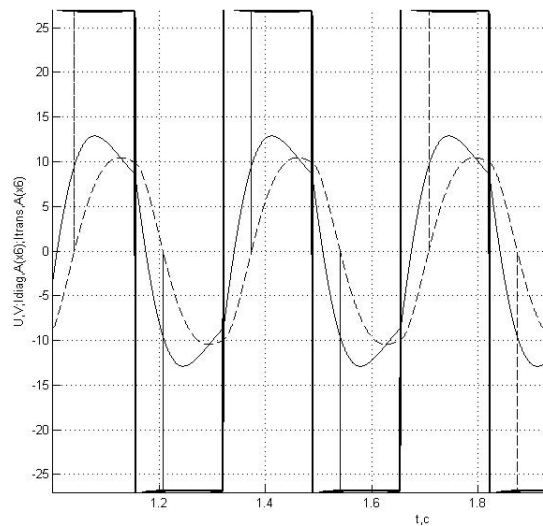


Рис. 7

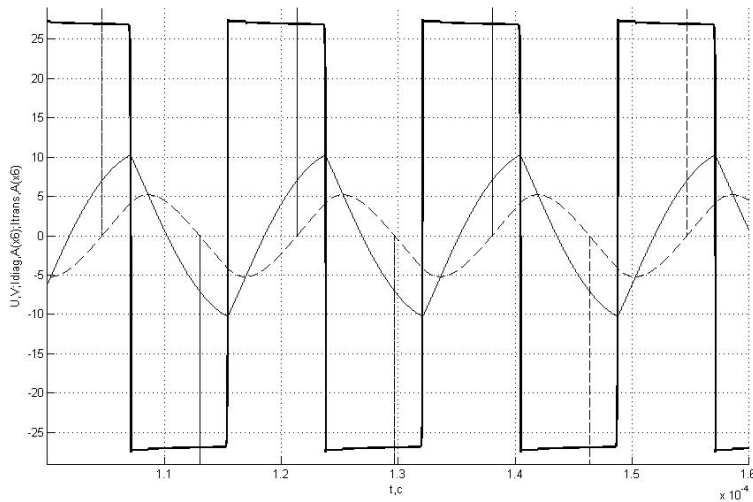


Рис. 8

Из анализа рис. 1 и 9 видно, что при включении транзисторов, например, $VT1$ и $VT4$ из-за индуктивного характера нагрузки инвертора и наличия нулевой полочки начинают проводить диоды $VD2$ и $VD3$ и ток протекает по цепи $(+L) -$

$$- \left\langle \begin{matrix} C \\ R_H \end{matrix} \right\rangle - VD2 - C_\phi - VD3 - (-L).$$

При этом диагональ инвертора подсоединяется к источнику питания с обратной полярностью, о чем свидетельствует отрицательный импульс напряжения, противоположный тому, который был тогда, когда ток протекал через транзисторы $VT1$, $VT4$, а ток в инверторе протекал

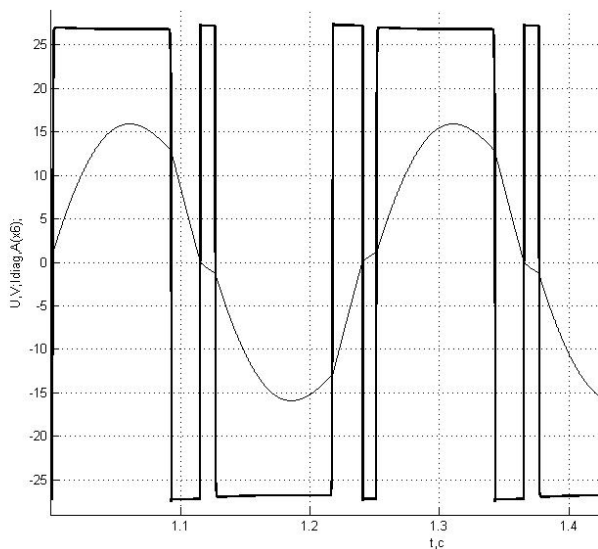


Рис. 9

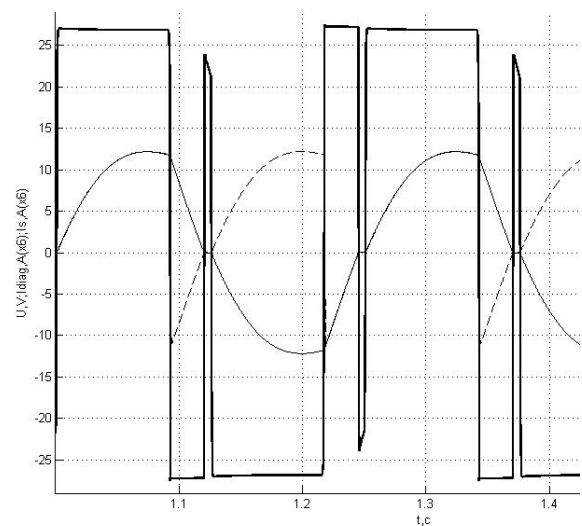


Рис. 10

по цепи $(+C_\phi) - VT1 - L - \left\langle \frac{C}{R_H} \right\rangle - VT4 - (-C_\phi)$. Такая ситуация будет до тех пор, пока ток не достигнет нулевого значения и начнет протекать в противоположном направлении по цепи $(+C) - L - VD1 - C_\phi - VD4 - (-C)$. При этом диагональ инвертора опять подсоединяется к источнику питания с прямой полярностью.

Когда включатся транзисторы $VT2$, $VT3$ диагональ инвертора подсоединится к источнику питания с обратной полярностью. Количество переключений за период зависит от длительности полки и формы протекания тока диагонали инвертора.

Для нагрузки инвертора $4,5 \text{ кОм}$ форма тока в диагонали инвертора такова, что диоды $VD2$, $VD3$ проводят ток дольше, и импульс напряжения во время работы диодов $VD1$, $VD4$ практически исчезает, как это видно из рис. 10. Анализ кривых рис. 9 и 10 позволяет сделать вывод, что из-за увеличения динамических потерь, происходящих вследствие роста количества переключений при рекуперации энергии через диоды в источник питания, регулировать уровень тока широтно-импульсным способом нерационально.

Рассмотрены способы регулирования тока в системе инвертор–индуктивно-емкостный преобразователь с помощью модели этой системы, реализованной в среде Simulink.

Were considered current-control methods in the inverter–inductive-capacitor converter system by means of the model of this system realized in Simulink environment.

1. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей. – К.: Наук. думка. – 1981. – 175 с.
2. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. – К.: Наук. думка. – 1974. – 216 с.
3. Милях А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока. – К.: Наук. думка. – 1964. – 304 с.
4. Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н., Гуцалюк В.Я., Слесаревский И.О., Твердохлеб Ю.Н. Способы регулирования тока транзисторного инвертора напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе // Техн. электродинамика. Темат. вип. «Силовая электротехніка та енергоефективність». – 2002. – 41. – С. 79–81.

Надійшла 2.04.2009