

ГОНЧАРОВ Ю. П. – д.т.н., профессор (Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»)

ЗАМАРУЕВ В. В. – к.т.н., доцент (НТУ «ХПИ»)

ИВАХНО В. В. – к.т.н., доцент (НТУ «ХПИ»)

КРИВОШЕЕВ С. Ю. – к.т.н., доцент (НТУ «ХПИ»)

ЛОБКО А. В. – студент (НТУ «ХПИ»)

СЫЧЕНКО В. Г. – к.т.н., с.н.с. (ДНУЖТ)

БАЗОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ СИСТЕМЫ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ПИТАНИЯ КОНТАКТНОЙ СЕТИ ПОСТОЯННОГО ТОКА ОТ ПРОДОЛЬНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Анализ состояния проблемы и постановка задачи работы

Для питания высоковольтной продольной линии напряжением повышенной частоты целесообразно использование полупроводниковых преобразователей с комбинированной амплитудно- и широтно-импульсной модуляцией, которая получила более краткое название многозонной импульсной модуляции (МИМ) [1]. Применение МИМ позволяет соединить достаточно высокую точность отработки сигналов задания по напряжению и току с сокращением коммутационных потерь и массы силовых фильтров.

Высокая точность воспроизведения необходима по условиям электромагнитной совместимости с продольной линией как с объектом с распределенной индуктивностью и емкостью. Последнее имеет следствием бесконечное множество резонансных частот, на которых может происходить возбуждение нежелательных колебательных процессов [2]. Чтобы преобразователь не генерировал резонансных гармоник, он должен достаточно качественно воспроизводить сигнал задания, то есть частота импульсов, с помощью которых коммутатор преобразователя действует на силовую схему, должна быть достаточно высокой. Но, с другой стороны, при этом должны

быть умеренными коммутационные потери, вызывающие нагрев полупроводниковых ключей и снижающие к.п.д.

В настоящей статье рассматриваются характеристики базового преобразователя с этим видом модуляции при частотах до 10 кГц и формировании в продольной линии напряжения квазипрямоугольной формы. Последнее позволяет при равных значениях мощности и напряжения в продольной кабельной линии передавать по ней меньшие токи и сократить расход проводникового материала [3].

МИМ-контроллер с симметричным опорным сигналом

Как известно, при МИМ весь диапазон текущих значений выходного напряжения при каждой из двух возможных полярностей разбивается на m зон импульсного регулирования (четыре на рис.1, а). Когда требуемое значение выходного напряжения попадает в данную зону регулирования, располагающуюся между K -м и $K+1$ -м уровнями напряжения, то силовой коммутатор производит его воспроизведение по средним значениям на каждом периоде ШИМ путем периодических переключений между K -м и $K+1$ -м уровнями. Для изменения среднего значения меняется пропорция между временем нахождения периодического напряжения на каждом из этих двух уровней. Когда требуемое выходное

напряжение попадает в следующую зону регулирования, переключения происходят между двумя ее уровнями и так далее. При однозонной однополярной ШИМ переключения происходили бы с большим размахом пульсаций от нуля до максимально возможной амплитуды выходного напряжения.

Для сравнительной характеристики средней частоты переключений f_{Π} каждого из ключей многозонной схемы, удобно отнести эту частоту к частоте переключений $f_{\text{Ш}}$ единственного полупроводникового ключа, работающего при однополярной ШИМ в схеме понижающего широтно-импульсного преобразователя. Последний при этом реализует на выходе ту же пульсность, что и фактический преобразователь с мостовыми коммутаторами, тогда

$$f_{\Pi}^* = \frac{f_{\Pi}}{f_{\text{Ш}}} \cong \frac{1}{4 \cdot m} \quad (1)$$

Коэффициент "4" в знаменателе учитывает, что в однофазной мостовой схеме та же пульсность обеспечивается четырьмя ключами против одного в понижающем ШИП.

Кроме снижения коммутационных потерь при МИМ также снижается примерно пропорционально m масса силовых фильтров, сглаживающих высокочастотные пульсации выходного напряжения (за счет сокращения размаха пульсаций).

На рис.1, б показано, каким образом реализуется многозонная ШИМ. Для этого с помощью m компараторов производится сравнение m смещенных по вертикали опорных "пил" $u_{\text{оп1}} - u_{\text{оп4}}$ с непрерывным сигналом управления $u_{\text{У}}$, задающим выходное напряжение. Минимальную погрешность воспроизведения непрерывного сигнала с помощью импульсов получаем при опорной "пиле", симметричной относительно начала и конца периода ШИМ $T_{\text{Ш}}$, как это показано на рисунке 1,б.

На рис.1, в показаны выходные сигналы компараторов, а на рис.1, а – суммарный сигнал, который пропорционален выходному напряжению коммутатора. Чтобы получить двуполярное выходное напряжение, суммарный сигнал умножается на функцию знака:

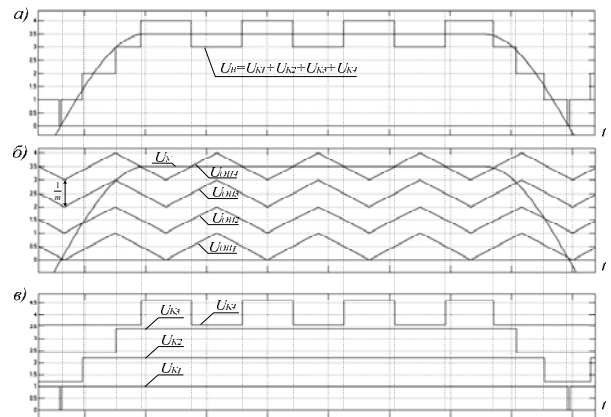


Рис.1. Формирование выходного напряжения при четырехзонной модуляции: а – выходное напряжение; б – управляющий и опорный сигналы компараторов; в – выходные сигналы компараторов

$$\text{sign}(u_{\text{У}}) = \begin{cases} 1 \text{ при } u_{\text{У}} > 0 \\ -1 \text{ при } u_{\text{У}} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

Принципиально рассматриваемый способ реализации МИМ дает точное воспроизведение всех гармоник непрерывного воспроизводимого сигнала, но при условии, что частота ШИМ существенно выше частот всех воспроизводимых гармоник. Если это не так, происходит наложение спектра воспроизводимых гармоник на спектр модуляционных. Последний содержит не только гармоники с частотами, кратными частоте ШИМ, но и комбинационные гармоники с частотами

$$\omega_{\text{К}} = k_1 \cdot \omega_{\text{Ш}} \pm k_2 \cdot \omega_{\text{В}} \quad (3)$$

где $\omega_{\text{Ш}}$ - частота ШИМ, $\omega_{\text{В}}$ - частота воспроизводимых гармоник, k_1 и k_2 - целые числа.

Амплитуды комбинационных гармоник убывают с увеличением номера k_2 , но при малой разнице между $\omega_{\text{Ш}}$ и $\omega_{\text{В}}$ эти гармоники могут совпадать по частоте с воспроизводимыми гармониками, что искажает процесс воспроизведения.

Кроме того, близкое положение воспроизводимых и подавляемых гармоник затрудняет работу силового фильтра, который должен воспроизводимые частоты пропустить без ослабления, а остальные – по возможности, полностью подавить. Возникает проблема различимости неподавляемых и подавляемых частей спектра. При большом соотношении между $\omega_{ш}$ и ω_B эта проблема решается за счет зависимости сопротивлений реактивных элементов фильтра от частоты. Практически при воспроизведении сигналов несинусоидальной формы целесообразно иметь

$$\omega_{ш}^* = \omega_{ш} / \omega_B = (25 \div 35) \quad (4)$$

где ω_B - в данном случае частота основной гармоники воспроизводимого напряжения.

Например, при $f_B = 10$ кГц необходимо иметь $f_{ш}$ порядка 250 кГц, что при однозонной ШИМ практически невозможно реализовать с помощью современных силовых приборов. Однако уже при $m=4$, согласно (1) получаем среднюю частоту переключений $f_{ш} \cong 15$ кГц, что доступно для реализации не только с помощью низковольтных MOSFET, но также с помощью низковольтных IGBT.

Получение высоких уровней напряжения при использовании низковольтных приборов достигается с помощью трансформаторов, которые при высокой основной частоте становятся очень компактными, но требуют нетрадиционных технологий для преодоления скин-эффекта в проводниках и повышенных потерь в изоляции.

3. Силовой коммутатор и выходной трансформатор

На рис. 2 приведен возможный пример исполнения однофазного инвертора при основной частоте на выходе порядка 10 кГц.

Источником питания $u_{ш}$ является выход сетевого выпрямителя, на схеме не показанного. Инвертор содержит два

одинаковых модуля $ИМ1 - ИМ2$, соединенных по входу параллельно, как на рис.2, либо последовательно, а по выходу последовательно. Каждый модуль выполняется по трехуровневой схеме, которая позволяет получить два ненулевых уровня $\pm u_{ш} / 2$, $\pm u_{ш}$, а также нулевой уровень напряжения. Последовательное соединение по выходу позволяет получить четыре ненулевых уровня напряжения $\pm u_{ш} / 2$, $\pm u_{ш}$, $\pm 3 \cdot u_{ш} / 2$, $\pm 2 \cdot u_{ш}$. Для этого выходной трансформатор должен содержать два сердечника $C1$ и $C2$ с отдельными первичными и общей вторичной обмоткой аналогично тому, как это исполнялось ранее в двухтактных магнитных усилителях. Результирующее выходное напряжение

$$u_{с} = W_2 \frac{d}{dt} (\Phi_1 + \Phi_2) = \frac{W_2}{W_1} (u_{с1} + u_{с2}), \quad (5)$$

где Φ_1 и Φ_2 - магнитные потоки сердечников $C1$ и $C2$.

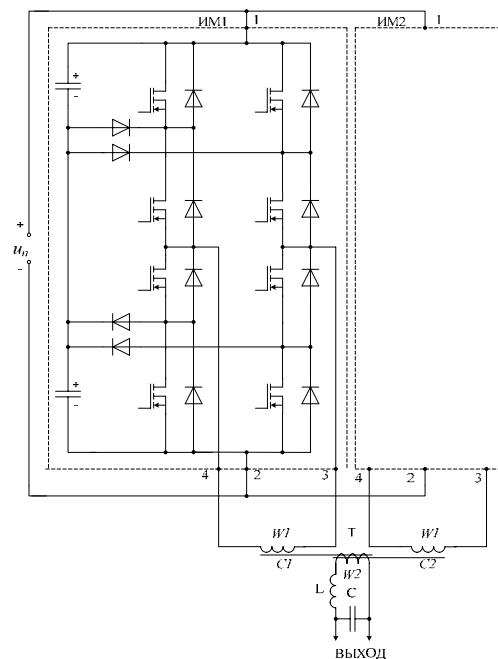


Рис. 2. Пример исполнения инвертора с четырехзонной импульсной модуляцией: $u_{ш}$ - источник питания со стороны постоянного тока инвертора; $ИМ1 - ИМ2$ - инверторные модули, включающие в себя коммутаторы и емкостные делители напряжения; T - выходной трансформатор с сердечниками $C1$ и $C2$; LC - выходной фильтр.

Усложнение конструкции, связанное с необходимостью такого "магнитного" суммирования двух выходных напряжений u_{B1} и u_{B2} , нерадикально по причине однофазного исполнения трансформатора. При броневых (Ш-образных) сердечниках он содержит одну катушку с единственной высоковольтной обмоткой W_2 как наиболее сложной в исполнении (рис.3).

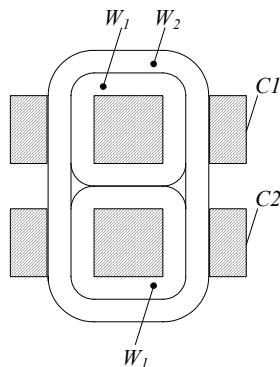


Рис. 3. Конструкция трансформатора:
C1, C2 – ферритовые сердечники;
W1 – первичные обмотки;
W2 – вторичная обмотка.

Демпфированный выходной фильтр с резонансными шунтами на демпфирующем резисторе

В основу фильтра целесообразно положить традиционную LC-структуру, как это показано на рис.2. Ее главная задача состоит в подавлении гармоник с частотами МИМ при минимальном ослаблении гармоник с рабочими частотами выходного напряжения (только первой при синусоидальном напряжении, а также третьей и пятой при использовании меандра с ограниченной крутизной фронтов $t_\phi^* = t_\phi / (T/2) \geq 1/4$). Параметры фильтра зададим относительным сопротивлением дросселя на частоте ω_B первой гармоники и относительной проводимостью конденсатора на той же частоте

$$x^* = \frac{\omega_B L}{R_N}, \quad b^* = \omega_B C R_N, \quad (6)$$

где R_N - сопротивление номинальной нагрузки.

Спектр модуляционных гармоник при МИМ носит достаточно сложный характер. Приближенно и с некоторым запасом

можно принять, что он соответствует идеализированной форме модуляционной составляющей выходного напряжения, приведенной на рис. 4. Она получается при наличии переключений с частотой ШИМ $f_{Ш}$ только в одной зоне напряжения с перепадом U_m/m при коэффициенте заполнения периода, равном 0.5. Последнее дает наибольшее содержание старшей гармоники с основной частотой ШИМ $f_{Ш}$. Ее амплитуда

$$U_{um} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{m}, \quad (7)$$

где U_m - наибольшая амплитуда выходного напряжения при использовании всех m уровней напряжения.

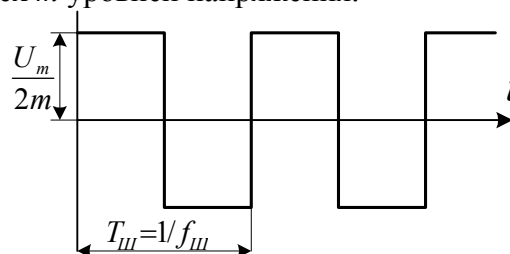


Рис.4. Идеализация модуляционной составляющей выходного напряжения коммутатора

Степень ослабления старшей гармоники ШИМ зададим коэффициентом фильтрации как отношением ее содержания на входе и выходе фильтра

$$K_{\phi u} = \frac{U_{um}}{K_{III} U_m} = \frac{2}{\pi m K_{III}}, \quad (8)$$

где K_{III} - допустимый коэффициент пульсаций с частотой ШИМ на нагрузке.

С другой стороны, коэффициент фильтрации равен отношению входного сопротивления фильтра к сопротивлению параллельного звена

$$K_{\phi u} = \frac{\omega_u^* x^* - 1 / (\omega_u^* b^*)}{1 / (\omega_u^* b^*)} = \omega_u^{*2} x^* b^* - 1 \quad (9)$$

Например, при $K_{III} = 0.03$, $m = 4$, $\omega_u^* = 25$ и $b^* = x^*$ имеем $x^* = 0.1$. При активной нагрузке такой фильтр почти не ослабляет основную гармонику и дает приемлемое ослабление рабочих гармоник меандра. В качестве индуктивности фильтра можно использовать

индуктивность рассеяния выходного трансформатора. Однако недостаток фильтра состоит в отсутствии демпфирования возможных колебаний на резонансной частоте самого фильтра, а также на резонансных частотах продольной линии. Относительная резонансная частота фильтра

$$\omega_{\phi}^* = \frac{1}{\sqrt{x^* b^*}} \quad (10)$$

В данном примере она равна частоте десятой гармоники. Гармоники такого порядка могут возникать вследствие неточностей алгоритма управления и МИМ в этом смысле более уязвима в сравнении с однозонной ШИМ по причине меньшего наклона опорной «пилы».

Переход к симметричному опорному сигналу повышает наклон вдвое в сравнении с несимметричным, но, тем не менее, относительный наклон меньше в сравнении с однозонной ШИМ. Высшие гармоники по причине неточностей управления могут возбуждать также резонансные колебания в продольной линии.

Демпфирование резонансных колебаний можно осуществить средствами управления, если их частота меньше граничной по Котельникову, а это для рассматриваемой схемы половина частоты ШИМ. В данном случае уже резонансная частота фильтра близка к граничной, что затрудняет ее подавление средствами управления. Тем более недоступна для управления высокочастотная часть спектра резонансных частот продольной линии. Поэтому целесообразно сочетать демпфирование по управлению с демпфированием силовыми средствами. Последнее достигается, если ввести последовательно с конденсатором C резистор с сопротивлением, имеющим порядок величины волнового сопротивления фильтра

$$R \cong \sqrt{L/C} = \rho \quad (11)$$

Однако при этом ухудшается сглаживание пульсаций с модуляционной частотой, а также появляются добавочные потери активной мощности порядка 1,5%

мощности нагрузки от протекания в резисторе токов с рабочими частотами, что недопустимо много. Для преодоления этих недостатков необходимо дополнить резистор резонансными шунтами, как это показано на рис.5.

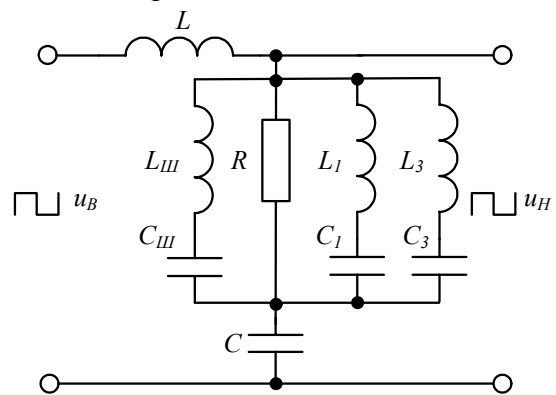


Рис. 5. Выходной фильтр с резонансными шунтами на демпфирующем резисторе

Каждый из шунтов настроен в резонанс на одну из гармоник тока, которую желательно пропустить мимо резистора.

В частности, это целесообразно делать для тока старшей гармоники ШИМ

$$x_{III} = \omega_{III} L_{III} = 1/(\omega_{III} C_{III}) \quad (12)$$

При выполнении условия (12) шунт действует на частоте ω_{III} как короткозамкнутая перемычка и тогда получающий коэффициент фильтрации на этой частоте не снижается из-за введения демпфирующего резистора и соответствует равенству (9). По элементам шунта протекает пульсационная составляющая тока с частотой ШИМ и возникает падение напряжения

$$I_{um} \cong \frac{U_{um}}{\omega_{III} L}, \quad \Delta U_{um} = x_{III} I_{um}. \quad (13)$$

Реактивная мощность каждого из двух элементов шунта

$$Q_{III} = \frac{1}{2} I_{um} \Delta U_{um}. \quad (14)$$

Она растет с увеличением реактивного сопротивления x_{III} , но при этом снижается частотная полоса шунтирования, то есть шунт становится более частотно-избирательным и меньше влияет на демпфирующие свойства резистора при отклонении от шунтируемой частоты ω_{III} .

Компромиссом между этими факторами является значение $x_{III} \cong \rho$.

Аналогичное шунтирующее действие производят цепи L_1C_1 и L_3C_3 , пропуская мимо резистора токи рабочих частот $\omega_1 = \omega_6$ и $\omega_3 = 3\omega_6$. Принимая приближенно содержание первой и третьей гармоники в напряжении нагрузки таким, как в идеальном меандре, найдем для искомым токов

$$\begin{aligned} I_{1m} &= \frac{4}{\pi} U_m \omega_6 C, \\ I_{3m} &= \frac{4}{3\pi} U_m \cdot 3\omega_6 C = I_{1m} \end{aligned} \quad (15)$$

Выполним оценку энергетический показателей выходного фильтра. Для реактивных элементов, работающих на высоких частотах, удобной энергетической характеристикой является тепловыделение, которое можно определить суммированием по гармоническим составляющим

$$\Delta P = \sum_k Q_k \cdot \operatorname{tg} \delta_k \cong \operatorname{tg} \delta \sum_k Q_k = \operatorname{tg} \delta \cdot Q, \quad (16)$$

где k – номер гармоники; Q_k и $\operatorname{tg} \delta_k$ – реактивная мощность и тангенс угла потерь на частоте k -й гармоники; Q – полная реактивная мощность.

Приближенное равенство в (16) учитывает относительно слабую зависимость тангенса угла потерь от частоты.

Величиной тепловыделения определяются как размеры реактивного элемента, так и его вклад в общие потери активной мощности в схеме. Ввиду наличия приближенной пропорции между величинами ΔP и Q , оценку энергетических характеристик удобно выполнить по реактивной мощности, что повышает наглядность. Такая оценка, хотя и является приближенной, но удобна при качественном анализе и сопоставлении схемных решений. Расчеты целесообразно выполнять в относительных единицах, принимая в качестве базиса мощность номинальной нагрузки. Для напряжений и токов с формой, приближающейся к прямоугольной, она близка к произведению $U_m \cdot I_m$ их амплитуд.

Для конденсатора C при реальном меандре напряжения можно пренебречь всеми гармониками тока, кроме первой и третьей. Тогда с учетом (15) и (6) получим

$$Q_C^* = \frac{1}{2QU_m I_m} \left(\frac{I_{1m}^2}{\omega_6 C} + \frac{I_{3m}^2}{3\omega_6 C} \right) = \frac{32}{3\pi^2} b^*, \quad (17)$$

где при подстановках учтено, что $U_m / I_m = R_N$.

Определяя реактивную мощность дросселя, можно пренебречь протекающими через него токами конденсатора, поскольку они сами по себе невелики и кроме того, складываются с токами активной нагрузки в квадратуре. Тогда получаем равенства, дуальные равенствам (17) и (15), что дает для суммарной реактивной мощности базового LC-фильтра

$$Q^* = Q_C^* + Q_L^* = \frac{32}{3\pi^2} (b^* + x^*) \quad (18)$$

Например, при $b^* = x^* = 0.1$ имеем $Q^* = 0.216$. С применением (16) удобно перевести реактивную мощность в активный эквивалент, принимая, что на частоте порядка 10 кГц тангенс угла потерь составляет около 0.003. Тогда получим $\Delta P^* = 0,065 \%$. Для сравнения можно привести относительные потери в трансформаторе с мощностью порядка единиц МВт при частоте 50 Гц, которые имеют порядок 1 %. Сказанное подтверждает известный тезис о благоприятном влиянии высокочастотной технологии на размеры силовых фильтров.

Для заключения о целесообразности применения резонансных шунтов оцениваем потери в демпфирующем резисторе при отсутствии шунтов

$$P_R^* = \frac{R \cdot (I_{1m}^2 + I_{3m}^2) / 2}{U_m \cdot I_m} = \frac{16}{\pi^2} \cdot b^{*2}, \quad (19)$$

где выполнены последовательные подстановки из (15), (11), (6) и учтено, что

$$\rho = \sqrt{\frac{x^*}{b^*}} R_N. \quad (20)$$

При $b^* = 1$ имеем $P_R^* = 1,62 \%$, что говорит о целесообразности установки

шунтов. Затраты на их установку характеризуют их реактивные мощности

$$Q_{ш}^* = \frac{I_{шм}^2 x_{ш}}{U_m I_m} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{1}{(m \omega_{ш}^* x^*)^2}, \quad (21)$$

$$Q_k^* = \frac{I_{км}^2 x_k}{U_m I_m} = \frac{16}{\pi^2} \cdot b^{*2}, \quad k = 1, 3,$$

где при определении $Q_{ш}^*$ использовано условие $x_{ш} = \rho$ и выполнены подстановки из (13), (7), (6) и (20). Аналогичные подстановки выполнены при определении Q_k^* . Например, при $b^* = x^* = 0.1$, $m=4$, $\omega_{ш}^* = 25$ имеем суммарную реактивную мощность шунтов $Q_{ш}^* + Q_1^* + Q_3^* = 0.004 + 0.016 + 0.016 = 0.036$, что составляет всего 17% от реактивной мощности базисного LC-фильтра. Следовательно, резонансные шунты не увеличивают радикально реактивную мощность фильтра, что является одним из преимуществ этого решения. Их эффективность по уменьшению потерь в демпфирующем резисторе будет прокомментирована в следующем разделе.

Результаты моделирования

Рассматриваемая схема базисного преобразователя моделировалась в пакете Matlab при подключении нагрузки с номинальными параметрами $U_m = 23 \text{ кВ}$, $I_m = 870 \text{ А}$, $f = 10 \text{ кГц}$ через кабельную линию с полуволновой настройкой и волновым сопротивлением $\rho_k = 55 \text{ Ом}$. Остальные характеристики задавались относительными параметрами рассматривавшегося выше примера. Модель содержала, наряду с другими измерительными приборами, также датчик мощности потерь в демпфирующем резисторе.

Исследования на модели показали, что минимальные искажения выходного напряжения при МИМ достигаются, если соотношение между частотой ШИМ и основной частотой является целым четным числом, то есть на каждом полупериоде

основной частоты должно укладываться целое число периодов ШИМ.

На рис. 6 показаны процессы в схеме при $\omega_{ш}^* = 24$.

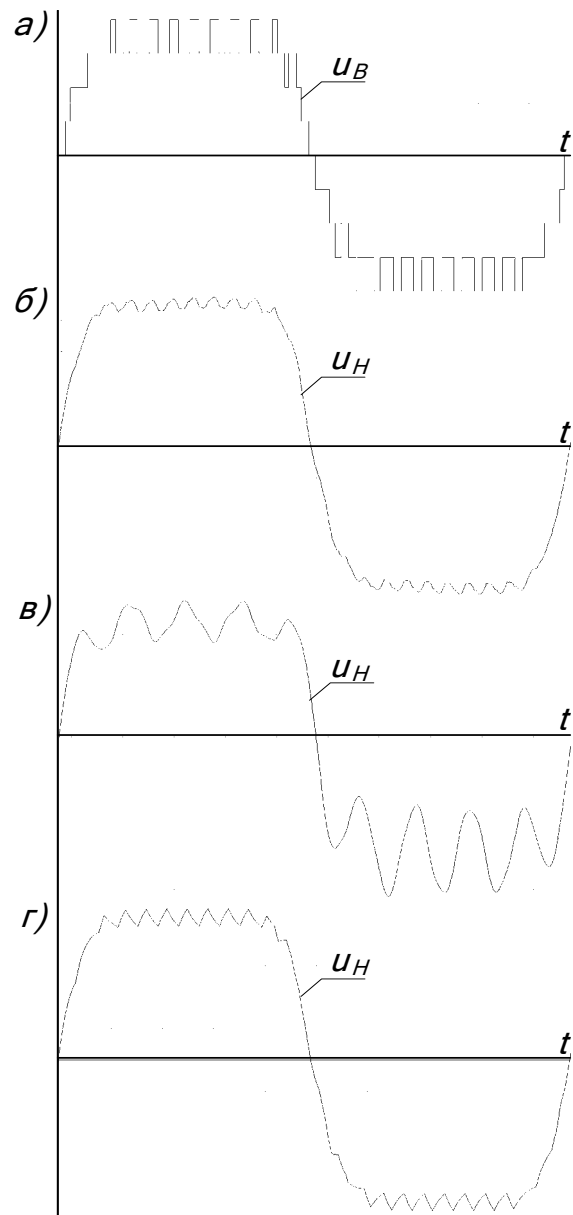


Рис.6. Машинограммы напряжений в схеме: а – выходное напряжение коммутатора в режиме с наибольшими МИМ-пульсациями; б – соответствующее напряжение нагрузки; в – то же при отсутствии демпфирования; г – то же при отсутствии резонансных шунтов

Потери на демпфирование могут быть еще сокращены, если добавить резонансный шунт пятой гармоники. Однако ввиду сближения его собственной частоты с резонансной частотой LC-

фильтра он заметно ухудшает демпфирование на резонансной частоте. Этот недостаток преодолевается некоторым повышением частоты ШИМ и вместе с нею, согласно (9) и (10), резонансной частоты основного фильтра.

В частности, при $\omega_{ш}^* = 30$ получаем P_R^* при номинальном режиме 0.04 % и в режиме холостого хода 0.1 %, что приемлемо для мощных преобразователей.

Допустимо отклонение от условий резонансной настройки (12) в типовых пределах $\pm 10\%$ по причине допусков на параметры C и L . При максимальном отклонении 20 % сопротивление шунта составит $0.2 \cdot r$, что создает добавочные потери в резисторе $0.2^2 \cdot 1.62 = 0.065$ % от мощности нагрузки. В связи с квадратичной зависимостью потерь от отклонения среднее добавочные потери в 3 раза меньше. Эти факты также подтверждаются результатами моделирования.

Выводы

Работа преобразователя на продольную линию, обладающую выраженными резонансными свойствами, предъявляет повышенные требования как к алгоритму управления силовым коммутатором, так и к динамическим свойствам силового выходного фильтра. Этим требованиям удовлетворяет исполнение силового коммутатора по структуре, допускающей многозонную импульсную модуляцию, а силового фильтра – с резистивным демпфером и резонансными шунтами на его выводах.

Применяя два трехуровневых инвертора с магнитным суммированием выходных напряжений с помощью выходного трансформатора специальной конструкции, можно реализовать четырехзонную модуляцию, что достаточно для мощных преобразователей.

При формировании квазипрямоугольного напряжения в продольной линии реактивная мощность резонансных шунтов не превышает 25 % от мощности базового LC-фильтра, а потери в резистивном

демпфере имеют порядок 0.1 % от мощности номинальной нагрузки.

4. Получены количественные соотношения для выбора параметров выходного демпфированного фильтра, а результаты компьютерного моделирования подтвердили приведенные в статье рекомендации.

Библиографический список

1. Кобзев, А. В. Многозонная импульсная модуляция [Текст] / А. В. Кобзев. – Новосибирск: Наука, 1979. – 297 с.
2. Гончаров Ю. П. Управление преобразователями автономной системы передачи энергии однофазным переменным током квазипрямоугольной формы [Текст] / Ю. П. Гончаров, Е. И. Сокол, В. В. Замаруев, О. Е. Иванов, С. Ю. Кривошеев // Технічна електродинаміка, тем. випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2009.- №.1. – С. 27 – 30
3. Гончаров Ю. П. Преобразователь формы напряжения для системы электроснабжения контактной сети переменного тока [Текст] / Ю. П. Гончаров, В. В. Замаруев, С. Ю. Кривошеев О. Е. Иванов // Материалы III Международной научно-практической конференции «Электрификация железнодорожного транспорта» ТРАНСЭЛЕКТРО-2009». – Мисхор. – 2009. – С.35.

Ключевые слова: многозонная модуляция, формирование квазипрямоугольного напряжения, демпфированный фильтр, резонансные шунты на выводах резистора.

Ключові слова: багатозонна модуляція, формування квазіпрямокутної напруги, демпфирований фільтр, резонансні шунти на виводах резистора.

Key words: multiband modulation, the formation of quasi-rectangular voltage damped filter, the resonant shunt resistor on the findings.

Поступила в редколлегию 5.09.2011.

Принята к печати 6.09.2011.