

Kravchenko Vladimir Ivanovich, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Head of NIPKI «Molnija» of National Technical University «KhPI», Ukraine; tel.: (380-57) 707-61-33; e-mail: kravchenkomolnia@mail.ru

Князев Владимир Владимирович, кандидат технических наук, ст. научный сотрудник, начальник отдела НИПКИ «Молния» Национального технического университета «ХПИ», Украина; тел.: (380-57) 707-68-68; e-mail: knyaz2@i.ua

Knyazev Vladimir Vladimirovich, PhD, Senior Research Scientist, Head of the Department NIPKI «Molnija» of National Technical University «KPI», Ukraine; tel.: (380-57) 707-68-68; e-mail: knyaz2@i.ua

УДК 621.314:621.373

А. И. ХРИСТО

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ЗВЕНА МАГНИТНО – ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ГЕНЕРАТОРА ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Проведено численное моделирование электромагнитных процессов в магнитно-полупроводниковом генераторе высоковольтных импульсов с последовательно - параллельным преобразовательным звеном во входном контуре. Приведены электрические и магнитные характеристики звеньев сжатия для асимметричного режима колебаний генератора и описан процесс, приводящий к усилению напряжения на продольном конденсаторе параллельного преобразовательного звена. Получены графики электрических и энергетических характеристик генератора в зависимости от питающего напряжения и эквивалентного сопротивления нагрузки. Установлен диапазон эквивалентных сопротивлений нагрузки генератора, при котором достигается наибольшая эффективность преобразовательного звена.

Ключевые слова: магнитно-полупроводниковый генератор, преобразовательное звено, коммутирующий дроссель, электрические и энергетические характеристики

Введение. Техника магнитных генераторов импульсов (МГИ) известна еще с 50-х годов прошлого столетия, однако в то время на фоне быстро развивающейся техники газоразрядных приборов МГИ долгое время оставались не замеченными. В последнее десятилетие возрастающая потребность в генерировании мощных высоковольтных субмикросекундных импульсов с высокой частотой повторения и временной стабильностью привела к разработке магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов (МПГИ) с улучшенными энергетическими и динамическими показателями. Это достижение стало возможным в результате появления новых магнитных материалов с особыми свойствами, позволяющими получить высокие переключающие характеристики коммутирующих дросселей с минимальными динамическими потерями.

Анализ состояния теории. Основоположниками теории колебаний МГИ являются такие известные ученые, как Л.А. Меерович, И.М. Ватин, Э.Ф. Зайцев, В.М. Кандыкин, И.С. Гарбер, М.А. Розенблат и Г.И. Сторм [1-3]. Ними были заложены основы теории стационарного режима колебаний МГИ, проведены исследования устойчивости и области существования этого режима, предложены методики расчета и конструирования звеньев сжатия МГИ.

Как отмечено в работе [1] «зарядный контур и

первое звено сжатия определяет режим работы генератора, роль остальных звеньев состоит в сжатии импульса до требуемой длительности». Для описания процессов в зарядном контуре и первом звене сжатия использована идеализированная модель кривой намагничивания, при которой последняя аппроксимируется ломаной линией. Согласно этой модели на основной кривой намагничивания коммутирующий дроссель (КД) имеет бесконечно большой импеданс, что дает основание пренебрегать током подмагничивания. При насыщении сердечника КД индуктивность определяется по проницаемости в насыщении. Недостатком этой аппроксимации является то, что она не учитывает потери энергии вызванные токами намагничивания, а также потерями энергии на перемагничивания КД, обусловленные гистерезисным характером намагничивания. Кроме того, при увеличении частоты намагничивающего импульса динамическая характеристика намагничивания будет расширяться, и потери энергии на гистерезис будут становиться все более ощутимыми. Немаловажно отметить, что теория стационарного режима колебаний, изложенная в работе [1] построена на допущении согласованной передачи энергии из генератора в нагрузку, что в принципе является частным случаем из всего множества (энергетических) режимов колебаний генератора. Такой режим колебаний достигается в случае однонаправлен-

ной передачи энергии в сторону нагрузки, а между выходом из насыщения предыдущего дросселя и входом в насыщение последующего дросселя должна присутствовать задержка насыщения. Режим колебаний, при котором отсутствует задержка насыщения, является нерациональным, поскольку энергия, запасенная в конденсаторе предыдущего звена не полностью передается в конденсатор следующего звена. Кроме того, одновременное насыщение сердечников предыдущего и последующего звеньев приводит к нарушению условий однонаправленной передачи энергии. В противоположность этой теории в работе [4] акцентируется внимание на том, что улучшение энергетических и динамических показателей генератора достигается как раз за счет перекрытия во времени импульсных токов в соседних контурах сжатия с нелинейными магнитными элементами. Эти противоположные суждения являются также весомым обстоятельством для более глубоких исследований. В работе предлагается использование комплексного подхода к моделированию электромагнитных процессов в схеме МПГИ, которое позволит отрегулировать работу генератора для получения необходимого режима колебаний, характеристики выходного импульса, энергии рассеиваемой в нагрузке в зависимости от параметров схемы, входного напряжения, эквивалентного сопротивления нагрузки и др.

Целью работы является определение электрических и энергетических характеристик последовательно-параллельного преобразовательного звена магнитно-полупроводникового генератора высоковольтных импульсов путем численного моделирования электромагнитных процессов.

Схема МПГИ и параметры модели. На рис. 1 показана схема двухключевого МПГИ состоящая из последовательно-параллельного звена сжатия, импульсного трансформатора и высоковольтных звеньев сжатия [4-6].

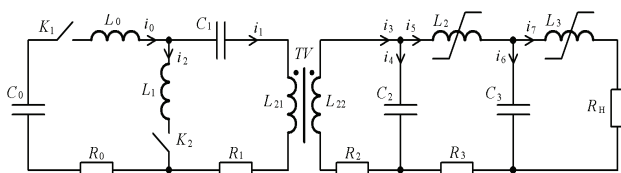


Рисунок 1 Схема МПГИ с последовательно-параллельным преобразовательным звеном

Параметры схемы генератора: емкость конденсатора источника питания $C_0 = 870$ мкФ, емкость конденсатора $C_1 = 1$ мкФ, емкости высоковольтных конденсаторов равны $C_2 = C_3 = 2,4$ нФ, сопротивление первичной цепи трансформатора $TV - R_1 = 0,01$ Ом, сопротивление вторичной обмотки трансформатора $R_2 = 1$ Ом, сопротивление обмотки дросселя $L_2 - R_3 = 0,8$ Ом, сопротивление нагрузки $R_H = 150$ Ом, объемы сердечника высоковольтных дросселей L_2 и L_3 равны $- V_3 = V_4 = 31,7 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3$ ($50 \times 34 \times 30$), объем сердечника трансформатора $- V_2 = 84,8 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3$

($100 \times 80 \times 30$), количество витков обмоток трансформатора $w_{21} = 14$, $w_{22} = 290$, количество витков обмоток дросселей L_2 и $L_3 - w_3 = 120$, $w_4 = 35$, индуктивность зарядного контура $L_0 = 6$ мкГн, индуктивность разрядного контура $- L_0 = 6$ мкГн напряжение на конденсаторе $C_0 - U_{c0} = 480$ В, период коммутации ключа $K_1 - 1000$ мкс, момент отпирания ключа K_2 по отношению к $K_1 - T_{K2} = 500$ мкс. Для токов и напряжений в контурах схемы (рис.1) на основании законов Кирхгофа составляются интегро-дифференциальные уравнения, которые решаются численно методом Эйлера [7]. Для определения токов и напряжений в цепях генератора, получаем системы алгебраических уравнений (1), (2):

$$\begin{cases} i_0^{k+1} = i_0^k + \frac{a_1 \cdot \Delta t}{L_0 + L_{21} - \frac{M_2^2}{L_{22}}}; \\ i_1^{k+1} = i_1^k + \frac{a_2 \cdot \Delta t}{L_1 + L_{21} - \frac{M_2^2}{L_{22}}}; \\ i_3^{k+1} = i_3^k + \frac{M_2(i_0^{k+1} - i_0^k) - (R_2 \cdot i_3^k + s_2) \cdot \Delta t}{L_{22}}; \\ i_5^{k+1} = i_5^k + \frac{(s_2 - s_3 - R_3 \cdot i_5^k) \cdot \Delta t}{L_3}; \\ i_7^{k+1} = i_7^k + \frac{(s_3 - R_H \cdot i_7^k) \cdot \Delta t}{L_4}; \\ i_4^{k+1} = i_3^{k+1} - i_5^{k+1}; \\ i_6^{k+1} = i_5^{k+1} - i_7^{k+1}; \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} S_0 = \frac{1}{2C_0} \sum_{n=1}^k (i_0^n + i_0^{n-1}) \Delta t; \\ S_1 = \frac{1}{2C_1} \sum_{n=1}^k (i_1^n + i_1^{n-1}) \Delta t; \\ S_2 = \frac{1}{2C_2} \sum_{n=1}^k (i_4^n + i_4^{n-1}) \Delta t; \\ S_3 = \frac{1}{2C_3} \sum_{n=1}^k (i_6^n + i_6^{n-1}) \Delta t; \\ a_1 = S_0 + S_1 + R_1 \cdot i_1^k + \frac{M_2}{L_{22}} (R_2 \cdot i_3^k + S_2); \\ a_2 = S_1 + R_1 \cdot i_1^k + \frac{M_2}{L_{22}} (R_2 \cdot i_3^k + S_2); \end{cases} \quad (2)$$

Расчет индуктивных коэффициентов магнитных элементов схемы МПГИ выполняется на основании модели КД, характеристика намагничивания, которого аппроксимируется арктангенсовой функцией [8].

Стационарный режим симметричных колебаний. В схеме на рис. 1 путем изменения момента коммутации ключа K_1 можно регулировать длительность процесса перемагничивания TV и L_2-L_3 . В исходном состоянии при $H = 0$ (нулевой момент времени) ин-

дукция в сердечниках L_2, L_3 находится на восходящей кривой гистерезиса. При равной индуктивности зарядного и разрядного контура $L_0 = L_1 = 6$ мкГн через трансформатор проходят одинаковые токи разных направлений, что позволяет формировать на нагрузке биполярные импульсы. Примем что конденсаторы в начальный момент времени полностью разряжены. При отпирании K_1 создаются два связанных колебательных контура $C_0-L_0-L_{21}-R_1-R_0$ и $L_{22}-C_2-R_2$, в которых производится одновременный заряд конденсаторов C_1 и C_2 . В таком случае, конденсаторы оказываются последовательно соединенными через взаимную индуктивность трансформатора, и энергия между ними распределяется приблизительно поровну.

На рис. 2 показано, что после коммутации K_1 характеристики индукций $B_1 - B_3$ в последовательном порядке нарастают до положительного порога насыщения и затем совершают затухающие колебания около принуждающего значения (остаточная индукция).

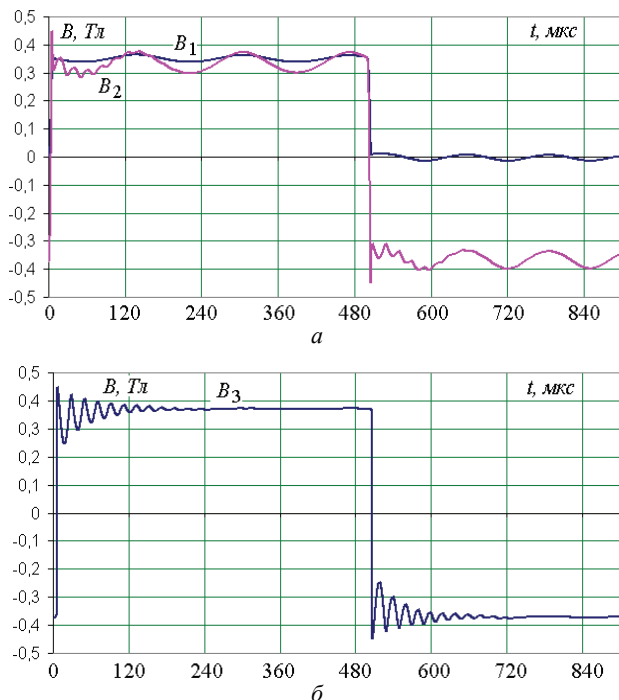


Рисунок 2 – Характеристики индукций в КД и ИТ:
а – B_1 – в ИТ VT, B_2 – в КД L_2 ; б – B_3 – в КД L_3

Динамика колебаний индукции в КД аналогична динамике полученной для схемы с последовательно-параллельным преобразовательным звеном и одним звеном сжатия. Однако, в данном случае, в сердечнике каждого КД будет собственная частота колебаний индукции, зависящая от конструктивных параметров КД и характеристики его намагничивания. Индукция в трансформаторе и первом КД затухает слабо вблизи остаточной индукции, так как собственное сопротивление обмоток слишком мало по сравнению с колебательным контуром. Кроме этого, в начале переходного процесса на затухающие колебания индукции первого КД накладываются колебания индукции второго КД. Характер колебаний индукции стационарного процесса при периодической коммутации ключей K_1 и K_2 будет определяться периодом и скважностью входных

импульсов. Однако изменение периода импульсов и скважности будут мало влиять на уровень входного напряжения (уровень зарядного напряжения на C_1 и уровень остаточного напряжения). Заметим, что при равной зарядной и разрядной индуктивностях уровень остаточного напряжения на конденсаторе достаточно мал по сравнению с зарядным напряжением. Характер индукции B_3 практически не зависит от момента коммутации ключа K_1 и затухает примерно через 160 мкс. Когда отпирается ключ K_2 происходит передача энергии из C_1 в C_2 , характеристики индукций принимают исходные значения, что и до коммутации K_1 . Характеристики индукций противоположных порогов насыщения КД будут зеркально симметричными.

На рис. 3 показаны характеристики стационарного режима колебаний МПГИ при $T_{K1} = 150$ мкс, $T_{K2} = 36$ мкс. Рабочий перепад индукции в каждом КД также будет зависеть от периода T_{K1} и момента коммутации T_{K2} .

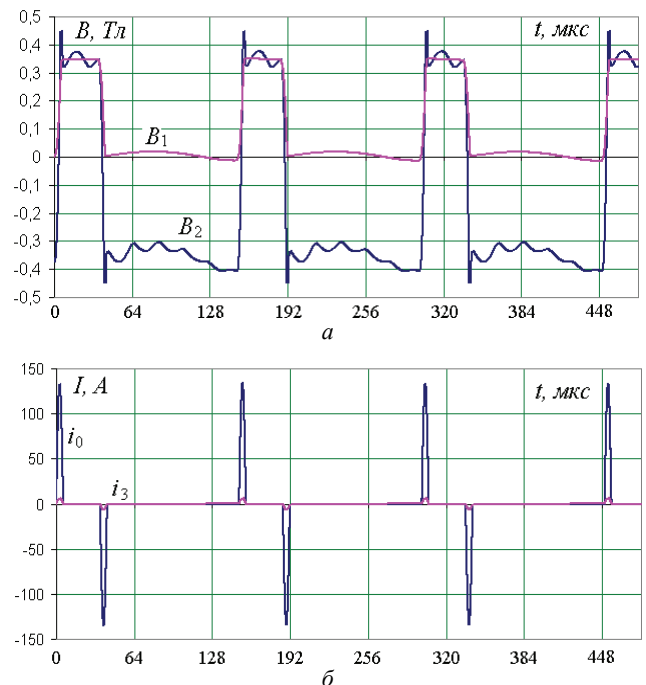


Рисунок 3 – Электромагнитные характеристики стационарного режима колебаний МПГИ:
а – совмещенные характеристики индукций в TV и L_2 ;
б – совмещенные характеристики токов i_0 и i_3

Расчеты показывают, что в достаточно широком диапазоне наблюдается генерация стабильных симметричных биполярных колебаний. Однако может возникнуть ситуация генерирования не симметричных биполярных импульсов, такой режим наблюдается например при $T_{K1} = 80$ мкс, $T_{K2} = 26$ мкс. Можно отметить, что в рассмотренном режиме колебаний МПГИ, схема позволяет генерировать биполярные импульсы с высокой частотой следования определяемой десятками кГц. Частотные показатели МПГИ будут ограничиваться предельной коммутируемой мощностью полупроводниковых ключей и тепловыми потерями в КД. В отличие от схемы МПГИ прямых импульсов [9, 10] зарядное напряжение конденсатора C_1 незначительно

превышает напряжение источника питания, поэтому для достижения такой же номинальной энергии в 0,12 Дж требуется источник питания напряжением 500 В. Недостатком этой схемы является также то, что нагрузка на силовой ключ при той же самой энергии в импульсе в 3 раза выше, нежели в схеме МПГИ прямых импульсов. Основным преимуществом схемы является, то что процесс перемагничивания импульсного трансформатора и высоковольтных дросселей осуществляется одновременно с зарядом (разрядом) конденсатора C_1 .

Стационарный режим асимметричных колебаний. Моделирование МПГИ показывает, что в схеме возможен стационарный режим асимметричных колебаний, который устанавливается при неравной индуктивности зарядного и разрядного контуров. Установлено, что длительность переходного режима колебаний зависит от периода коммутации, поэтому для уменьшения расчетной области и наглядности полученных электромагнитных характеристик, исследования производились при периоде коммутации $T_{к1}$ менее 100 мкс. При таком периоде коммутации выход в установившийся режим колебаний наступает примерно через 5 мс. Для осуществления асимметричного режима колебаний необходимо изменить следующие параметры схемы МПГИ: $L_0 = 24$ мкГн, $L_{01} = 6$ мкГн, $T_{к1} = 80$ мкс, $T_{к2} = 36$ мкс. Также условимся, что конденсатор C_0 не восполняет собственную энергию отдавая ее в нагрузку в процессе коммутации ключей K_1 и K_2 , то есть рассмотрим свободный разряд системы в целом. На рис.4 показаны электромагнитные характеристики в МПГИ переходного процесса режима асимметричных колебаний при свободном разряде конденсатора C_0 . В переходном режиме возбуждаются вынужденные колебания приводящие к усилению напряжения на конденсаторе C_1 . На интервале $0-t_1$ ключ K_1 отперт и происходит одновременный заряд конденсаторов C_1 и C_2 . Однако в момент времени t_1 находящийся в пределах этого интервала, сердечник КД L_2 оказывается намагничен до положительного порога насыщения, вследствие чего напряжение на конденсаторе C_2 не успевает вырасти до максимума и накопленная энергия передается в следующий. Часть энергии из C_0 передается в C_3 через индуктивность насыщенного КД L_2 , поэтому C_3 заряжается немного до большего напряжения нежели C_2 . Так как теперь период зарядного тока стал более продолжительным напряжение на C_1 продолжает нарастать и в момент t_1 достигает своего максимума. Теперь максимальный уровень напряжения станет выше, нежели для симметричного режима колебаний. В момент времени t_2 отпирается ключ K_2 и производится разряд C_1 на C_2 , а на последнем формируется инверсный импульс с амплитудой 13,5 кВ. Так как КД не рассчитан на запасенную энергию в C_1 , процесс заряда на C_2 обрывается в результате достижения индукции в КД L_2 отрицательного порога насыщения. В момент времени t_3 разрядный ток через ключ K_2 спадает до нуля. В результате рассогласованной передачи энергии на конденсаторах C_1 и C_2 появятся остаточные напряжения разных

полярностей. Под действием положительного остаточного напряжения на C_2 , индукция в КД L_2 (B_2) достигнет положительного порога насыщения. В момент t_4 цикл повторяется и отпирается ключ K_1 , за счет отрицательного остаточного напряжения на C_1 зарядный уровень напряжения к моменту времени t_5 станет еще больше. Так как индукция в КД и трансформаторе находится вблизи положительного порога насыщения, то на C_2 появиться не значительный импульс напряжения. В момент времени t_6 повторно отпирается ключ K_2 , разрядный ток возрастает и на C_2 формируется инверсный импульс еще большей амплитуды нежели предыдущий. Таким образом, за счет не полной передачи энергии, в системе действует положительная обратная связь, приводящая к усилению входного сигнала. Важно заметить, что в интервале t_7-t_8 за счет небольшого остаточного напряжения на C_2 , КД и трансформатор будут частично намагничены к положительному порогу насыщения. В момент времени t_8 размах индукции в трансформаторе и КД будет значительно больше по сравнению с моментом времени t_4 , а зарядное напряжение на C_1 возрастет. При последующих коммутациях ключа K_1 уровень остаточного напряжения на C_2 будет возрастать, а перепад индукции к моменту коммутации K_2 будет сужаться. Оказывается усиление входного тока и напряжения направлено на смещение колебаний индукции в трансформаторе к отрицательному порогу насыщения. Расчеты показывают, что стационарный режим асимметричных колебаний в МПГИ окончательно установится тогда, когда нижний уровень характеристики индукции в трансформаторе достигнет отрицательного порога насыщения. Для данной расчетной модели переходный режим колебаний завершится через 4 мс. Таким образом созданный переходный процесс приводит к смещению уровня симметрии колебаний индукции в трансформаторе, уменьшению рабочего перепада индукции в КД, и как следствие уменьшается амплитуда прямого импульса напряжения на C_2 . Однако через 5 мс, что соответствует примерно 70-ти циклам коммутаций ключей K_1 и K_2 энергии конденсатора C_0 будет недостаточно для поддержания стационарного режима асимметричных колебаний, поэтому колебания в системе ослабнут и наступит симметричный режим колебаний. На рис. 4, в показано, что огибающее колебание импульсов напряжения на C_1 в переходном режиме описывают форму половинчатой гантели. Если энергию конденсатора источника питания поддерживать неизменной, то характер переходного режима будет несколько другой. Входное напряжение с 480 В усиливается до 2 кВ, а амплитуда прямого и инверсного импульсов на C_2 составят соответственно 5 и 20 кВ.

На рис. 5 показаны электромагнитные характеристики в установившемся режиме колебаний МПГИ при неизменной энергии конденсатора C_0 . За счет остаточного напряжения на C_2 в промежутке между коммутациями ключей K_2 и K_1 индукция КД L_2 достигнет положительного насыщения раньше, нежели наступит коммутация K_1 . При этом созданный колебательный контур $C_2-L_2-C_3$ (за счет возросшей сум-

марной емкости) выступает как фильтр нижних частот, который ограничит амплитуду прямого импульса до 5 кВ. Отличительная особенность найденного режима колебаний заключается в том, что индукция в коммутирующих дросселях и импульсном трансформаторе достигает отрицательного порога насыщения на этапе формирования инверсного импульса. Амплитуда прямого и инверсного тока через ИТ для стационарного режима асимметричных колебаний соответственно составят 310 А и 530 А.

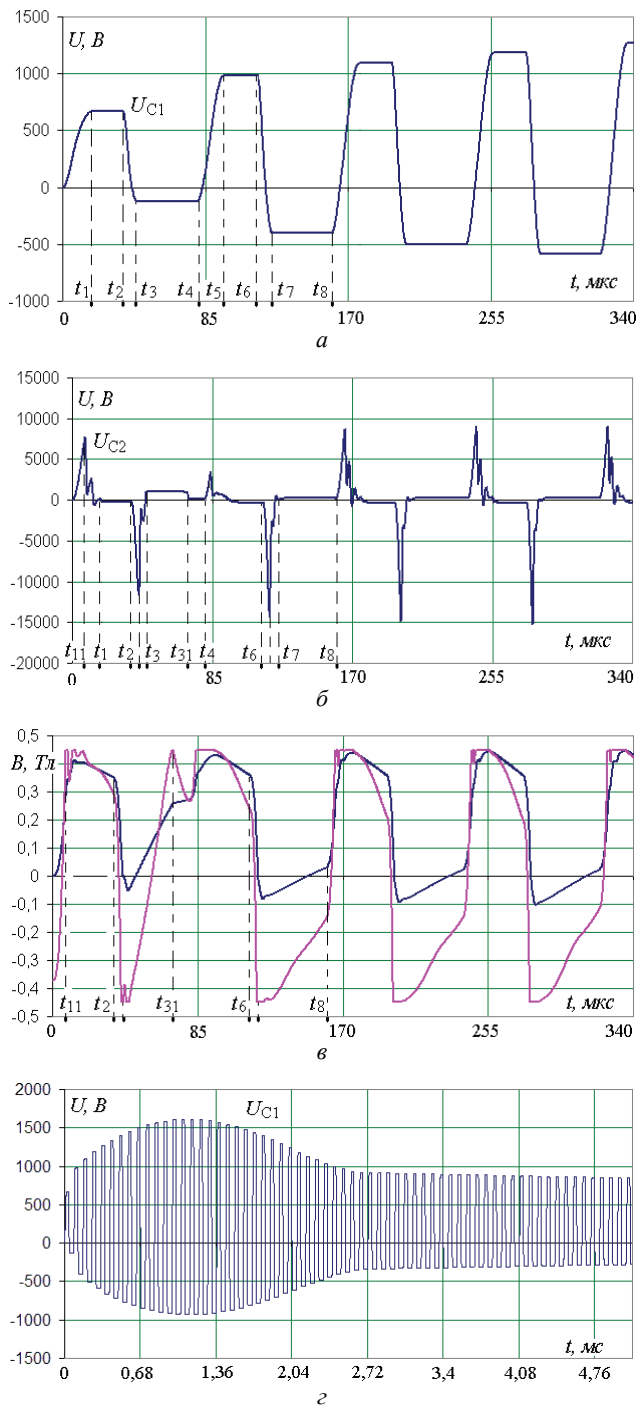


Рисунок 4 – Электромагнитные характеристики на начальном этапе переходного процесса в МПГИ при свободном разряде конденсатора C_0 : а – напряжение на C_1 ; б – напряжение на C_2 ; в – напряжение на C_1 5 мс; г – совмещенные характеристики индукций в ИТ и КД L_2

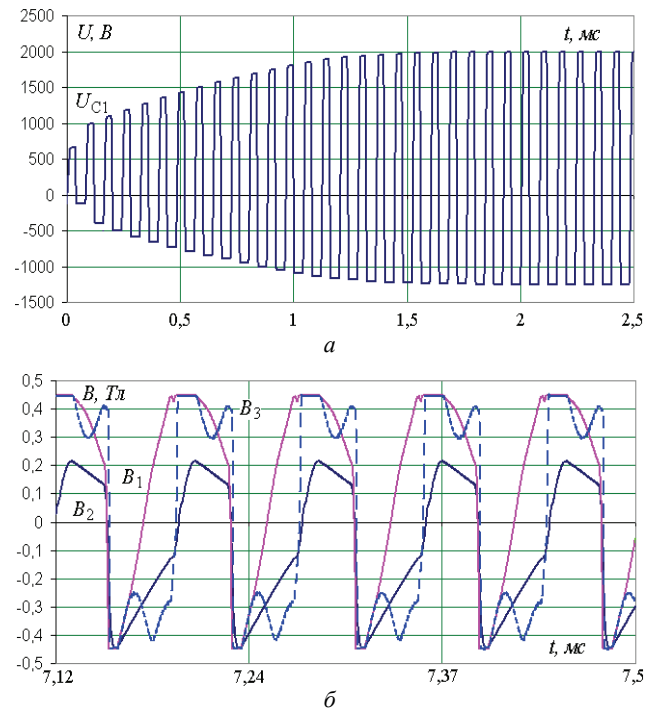


Рисунок 5 – Электромагнитные характеристики в установившемся режиме несимметричных колебаний МПГИ при поддержании заряда конденсатора источника питания: а – характеристика напряжения на конденсаторе C_1 ; б – совмещенные характеристики индукции в ИТ, L_2 , L_3

Электрические и энергетические характеристики преобразовательного звена. На рис.6 показаны электрические и энергетические характеристики параллельного преобразовательного звена в зависимости от эквивалентного сопротивления нагрузки в диапазоне от 60 до 300 Ом и для трех значений питающего напряжения – 1 – 350 В, 2 – 400 В, 3 – 480 В. Семейство характеристик пиковых значений тока и напряжения через преобразовательный элемент K_2 , запасаемой энергии в конденсаторе C_1 имеют подобный характер, который может быть близко аппроксимирован гиперболической функцией. На каждой характеристике можно выделить участок с линейной зависимостью и участок где характеристика имеет высокую крутизну нарастания. Так при входном напряжении 350 В в диапазоне эквивалентных сопротивлений нагрузки от 100 до 300 Ом параллельный преобразовательный узел имеет наиболее линейные и практически независимые от сопротивления нагрузки характеристики. С увеличением питающего напряжения область, где характеристики преобразовательного звена имеют линейный характер сужается в сторону больших сопротивлений нагрузки. Так при входном питающем напряжении 400 В этот диапазон находится от 160 до 300 Ом, а при напряжении 480 В от 220 до 300 Ом. Линейность характеристик преобразовательного звена в соответствующем диапазоне сопротивлений нагрузки при определенном значении входного напряжения, объясняется согласованной передачей энергии из низковольтного конденсатора в высоковольтный. Это тот диапазон энергий, где между выходом и входом в насыщение сердечников КД смежных звеньев сжатия присутствует задержка насыщения,

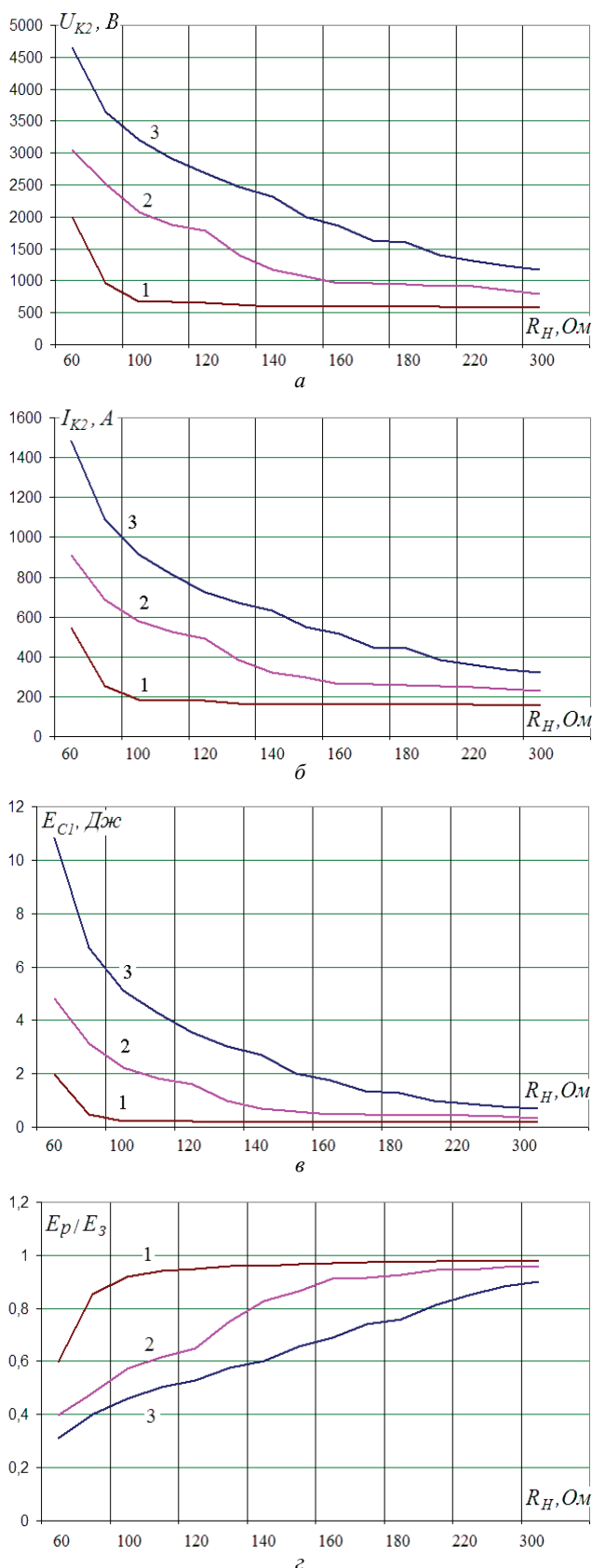


Рисунок 6 – Семейство электрических и энергетических характеристик параллельного преобразовательного звена в зависимости от эквивалентного сопротивления нагрузки: a – пиковое напряжение на ключе K_1 ; $б$ – пиковый ток через ключ K_1 ; $в$ – запасаемая энергия в конденсаторе C_1 ; $г$ – эффективность преобразовательного звена

при этом реализуется однонаправленная передача энергии в нагрузку. По характеристике запасаемой энергии приведенной на рис.6, в. видно, что с уменьшением сопротивления нагрузки и увеличением питающего напряжения происходит увеличение запасаемой энергии в конденсаторе C_1 . В результате чего, пиковый ток и пиковое напряжение на преобразовательном элементе K_2 также возрастают, а сами характеристики располагаются в последовательном порядке по мере увеличения питающего напряжения. На рис.6, г приведено семейство характеристик отображающие эффективность преобразовательного звена, которое оценивается как отношение энергии рассеиваемой в нагрузке и звеньях сжатия к энергии запасаемой в конденсаторе C_1 . Энергию рассеиваемую в звеньях сжатия и нагрузки можно рассчитать, как разность запасаемой энергии C_1 образующейся в результате действия последовательного преобразовательного звена и остаточной энергии C_1 образующейся в результате действия параллельного преобразовательного звена. При питающем напряжении 350 В и в диапазоне эквивалентных сопротивлений нагрузки от 100 до 300 Ом достигается наибольшая эффективность преобразовательного звена, которая лежит в пределах от 0,8 до 0,98. Однако, по мере уменьшения сопротивления нагрузки и увеличения питающего напряжения эффективность преобразовательного звена падает. Так, при питающем напряжении 480 В в диапазоне эквивалентных сопротивлений нагрузки от 60 до 140 Ом уровень запасаемых энергий будет лежать в пределах от 10,8 до 2,7 Дж при этом эффективность преобразовательного звена будет в пределах от 0,3 до 0,6.

На рис. 7 показаны электрические и энергетические характеристики параллельного преобразовательного звена в зависимости от входного напряжения и постоянном эквивалентном сопротивлении нагрузки для двух ее значений – 1 – 80 Ом, 2 – 150 Ом. Семейство характеристик пиковых значений тока и напряжения через преобразовательный элемент K_2 , запасаемой энергии в конденсаторе C_1 имеют подобный характер и описываются нелинейной возрастающей зависимостью. При этом на каждой из характеристик можно выделить три участка, в пределах которых сама характеристика остается близкой к линейной и отличается углом наклона относительно оси абсцисс. Так в диапазоне от 260 до 360 В для выбранных значений сопротивлений характеристики преобразовательного звена практически совпадают и их графики сливаются. Пределы второго и третьего интервала характеристик для выбранных сопротивлений нагрузки отличаются. Так для сопротивления 80 Ом и 150 Ом второй диапазон напряжений лежит в пределах от 380 до 400 В, и от 380 до 440 В соответственно, а третий в пределах от 400 В до 540 В, и от 440 до 540 В соответственно. В начале второго интервала характеристики преобразовательного звена для выбранных сопротивлений нагрузки расходятся под разными углами, при этом характеристики преобразовательного звена для меньшего сопротивления нагрузки имеет больший угловой коэффициент. На третьем интервале характеристики имеют близкий угловой коэффициент.

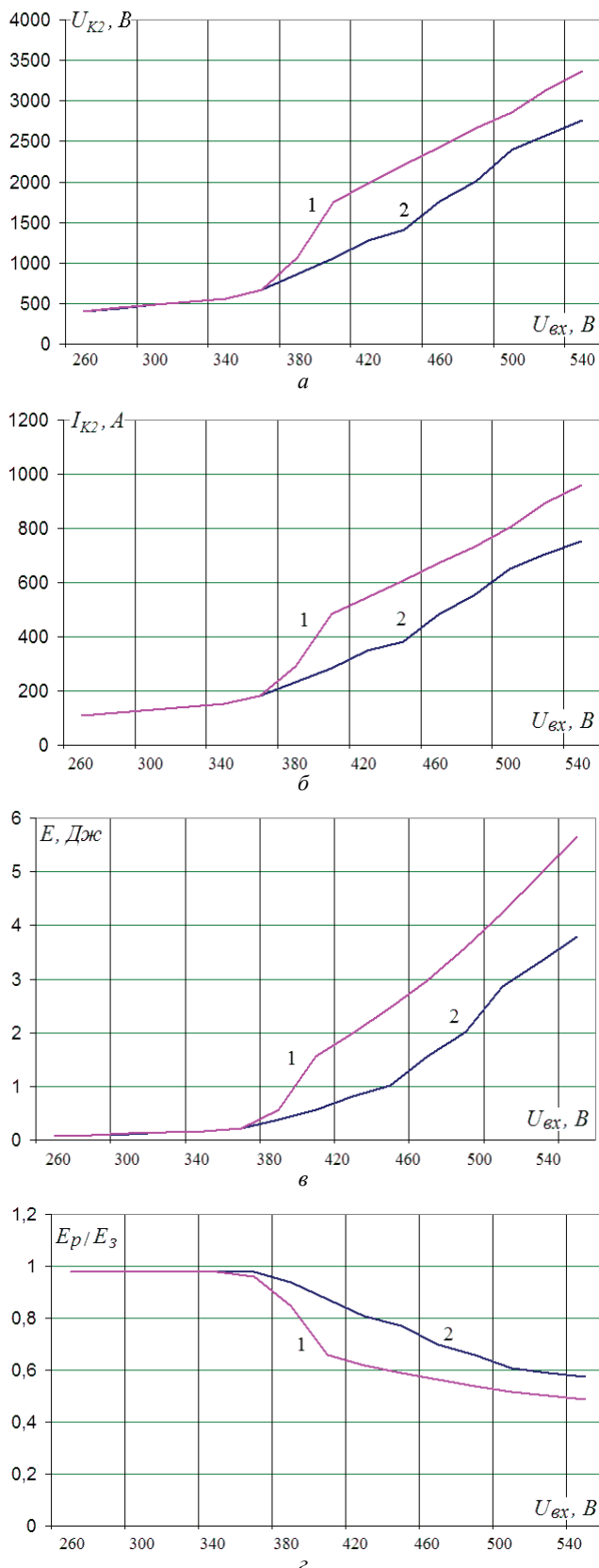


Рисунок 7 – Семейство электрических и энергетически характеристик параллельного преобразовательного звена в зависимости от питающего напряжения: а – пиковое напряжение на ключах K_1 ; б – пиковый ток через ключ K_1 ; в – запасаемая энергия в конденсаторе C_1 ; г – эффективность преобразовательного звена.

Наибольшая эффективность преобразовательного звена для выбранных сопротивлений нагрузки достигается в диапазоне питающих напряжений от 260 до 360 В, где характеристики сливаются и составляет 0,98. В диапазоне питающих напряжений от 360 до 400 В эффективность преобразовательного звена для характеристики 1 падает стремительнее, чем для характеристики 2, однако в диапазоне граничных напряжений от 500 до 540 В характеристика 2 приближается к характеристике 1. В области питающих напряжений от 360 до 540 В характеристика запасаемой энергии начинает круто нарастать, что является следствием рассогласованной передачи энергии из конденсатора преобразовательного звена в высоковольтный конденсатор. Такое поведение объясняется тем, что в результате возрастания запасаемой энергии C_1 исчезает задержка насыщения КД и токи в соседних звеньях сжатия накладываются друг на друга. Поэтому остаток энергии на конденсаторе C_1 после действия параллельного преобразовательного звена будет тем больше, чем глубже накладываются токи в соседних звеньях сжатия.

Выводы. Установлено, что в магнитно-полупроводниковом генераторе высоковольтных импульсов с последовательно-параллельным преобразовательным звеном при соблюдении условия, что зарядная индуктивность намного больше разрядной наступает стационарный режим асимметричных колебаний, который в отличие от симметричного режима колебаний характеризуется усилением напряжения на продольном конденсаторе, увеличением энергии рассеиваемой в нагрузке, усилением амплитуды инверсного импульса.

Показано, что раскачка напряжения на продольном конденсаторе последовательно – параллельного преобразовательного звена происходит по двум причинам, а именно: а) на этапе формирования прямого импульса, образующийся фильтр нижних частот препятствует передаче энергии в нагрузку, поэтому зарядное напряжение на продольном конденсаторе возрастает; б) на этапе формирования инверсного импульса неполная передача энергии из продольного конденсатора в последующие приводит к появлению на первом отрицательного остаточного напряжения, поэтому при последующем зарядном такте уровень зарядного напряжения на нем станет большим на величину остаточного напряжения.

Показано, что линейность характеристик преобразовательного звена в соответствующем диапазоне сопротивлений нагрузки при определенном значении входного напряжения, объясняется согласованной передачей энергии из конденсатора параллельного преобразовательного звена в высоковольтный конденсатор. В то же время, резкий рост характеристики запасаемой энергии в области предельных питающих напряжений при постоянном сопротивлении нагрузки является следствием рассогласованной передачи энергии из конденсатора параллельного преобразовательного звена в высоковольтный конденсатор.

Список литературы: 1. Меерович Л.А. Магнитные генераторы импульсов / Л.А. Меерович, И.М. Ватин, Э.Ф.Зайцев, В.М. Кандыкин. – М.: Советское радио, 1968. – 475 с. 2. Гарбер И.С. Магнитные импульсные модуляторы / И.С. Гарбер. – М.: Советское радио, 1964. – 159 с. 3. Сторм Г.Ф. Магнитные усилители / Г.Ф. Сторм. – М.: ИЛ, 1957. – 568 с. 4. Волков И.В. Магнитно-полупроводниковые генераторы с разнофункциональными узлами магнитной компрессии импульсов / И.В. Волков, В.И. Зозулев, Д.А. Шолох // Пр. Інституту електродінаміки НАН України: Зб. наук. пр. К.: ІЕД НАН України. – 2010. – Вип. 26. – С. 79–89. 5. Nakhe S.V. Energy deposition studies in a copper vapor laser under different pulse excitation schemes / S.V. Nakhe, B.S. Rajanikanth, R. Bratnagar // Measurement Science and Technology. – 2003. – № 14. – P. 608. 6. Pokryvailo A. A Compact Source of Sub-Gigawatt, Subnanosecond Pulses / A. Pokryvailo, Y. Yankelevich, M. Shapira // IEEE Transactions on Plasma Science. – October 2004. – Vol. 32, No. 5. – P. 1909-1918. 7. Демидович Б.П. Численные методы анализа / Б.П. Демидович, И.А. Марон, Э.З. Шувалова. – М.: Наука, 1967. – 368 с. 8. Христо А.И. Численное моделирование электромагнитных процессов в схеме магнитного генератора импульсов / А.И. Христо, В.И. Зозулев, Д.А. Шолох // Технічна електродінаміка. – 2014. – № 2. – С. 22–28. 9. Христо А.И. Магнитно-транзисторный генератор для формирования высоковольтных импульсов субмикросекундной длительности / А.И. Христо // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – 2012. – № 52. – С. 190–202. 10. Choi J. Introduction of the magnetic pulse compressor (mpc) – fundamental review and practical application / J. Choi // Journal of electrical engineering & technology. – 2010. – Vol. 5, № 3. – P. 484–492.

Bibliography (transliterated): 1. Meerovich L.A. Magnitnye generatory impul'sov. L.A. Meerovich, I.M. Vatin, Je.F.Zajcev, V.M. Kandykin. – Moscow: Sovetskoe radio, 1968. 475. Print. 2. Garber I.S. Magnitnye impul'snye moduljatory. I.S. Garber. Moscow: Sovetskoe radio, 1964. 159. Print. 3. Storm G.F. Magnitnye usiliteli. G.F. Storm. Moscow: IL, 1957. 568. Print. 4. Volkov I.V. Magnitno-poluprovodnikovye generatory s raznofunkcional'nymi uzlami magnitnoj kompressii impul'sov. I.V. Volkov, V.I. Zozulev, D.A. Sholoh. Pr. Institutu elektrodinamiki NAN Ukraini: Zb. nauk. pr. K.: IED NAN Ukraini. 2010. Vol. 26. 79-89. Print. 5. Nakhe S.V. Energy deposition studies in a copper vapor laser under different pulse excitation schemes. S.V. Nakhe, B.S. Rajanikanth, R. Bratnagar. Measurement Science and Technology. 2003. No 14. 608. Print. 6. Pokryvailo A. A Compact Source of Sub-Gigawatt, Subnanosecond Pulses. A. Pokryvailo, Y. Yankelevich, M. Shapira. IEEE Transactions on Plasma Science. Vol. 32, No. 5. 1909-1918, October 2004. Print. 7. Demidovich B.P. Chislennyye metody analiza. B.P. Demidovich, I.A. Maron, Je.Z. Shuvalova. Moscow: Nauka, 1967. 368. Print. 8. Khristo A.I. Chislennoe modelirovanie jelektromagnitnyh processov v sheme magnitnogo generatora impul'sov. A.I. Khristo, V.I. Zozulev, D.A. Sholoh. Tehnichna elektrodinamika. 2014. No 2. 22–28. Print. 9. Khristo A.I. Magnitno-tranzistornyj generator dlja formirovanija vysokovol'nyh impul'sov submikrosekundnoj dlitel'nosti. A.I. Khristo. Visnik Nacional'nogo tehničnogo universitetu «KhPI». Zbirnik naukovih prac'. Serija: Tehnika ta elektrofizika visokih naprug. 2012. No 52. 190–202. Print. 10. Choi J. Introduction of the magnetic pulse compressor (mpc) – fundamental review and practical application. J. Choi. Journal of electrical engineering & technology. 2010. Vol 5. No 3. 484–492. Print.

Поступила (received) 08.10.2015

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Христо Александр Иванович, Інститут імпульсних процесів та технологій Національної Академії Наук України, молодший науковий співробітник; тел.: +38(068) 116-11-94; e-mail: alexander.khristo@ukr.net.

Khristo Aleksander Ivanovich, Institute of Pulse Processes and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine, Research Assistant; tel.: +38(068) 116-11-94; e-mail: alexander.khristo@ukr.net.

УДК 537.529:620.3:621.762

П. Л. ЦОЛИН, А. Ю. ТЕРЕХОВ

СИНТЕЗ НАНОДИСПЕРСНЫХ ПОРОШКОВ КАРБИДОВ МЕТАЛЛОВ ЭЛЕКТРОВЗРЫВНЫМ МЕТОДОМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УГЛЕРОДНЫХ НАНОМАТЕРИАЛОВ

Проведены экспериментальные исследования возможности синтеза карбидов металлов электровзрывным методом (в качестве проводника использовали вольфрам и молибден). Установлено, что основным фактором, влияющим на фазовый и дисперсный составы синтезированных наноразмерных порошков карбидов, является отношение выделившейся энергии к энергии сублимации проводника. Показано, что выход насыщенных углеродом фаз и дисперсность карбидов возрастает, а содержание остаточного металла в продуктах взрыва уменьшается с ростом величины энергии.

Ключевые слова: электровзрыв проводников; карбиды металла; наноразмерные порошки карбидов; паста, содержащая углеродный наноматериал; рентгенофазовый анализ.

Введение. Карбиды относятся к широкому классу соединений, обладающих рядом ценных свойств, делающих их перспективными материалами для использования в различных областях новой техники. Карбиды металлов, особенно переходных, обладают высокими температурами плавления и твердостью, высокой химической стойкостью, металлическим характером электропроводности и теплопроводности, а также рядом специальных свойств – способностью переходить в сверхпроводящее состояние при относи-

тельно высоких температурах, высокими эмиссионными свойствами и др.

В настоящее время все большее применение в различных областях науки, промышленности и техники находят нанопорошки карбидов металлов. Нанопорошки используются в полупроводниковой промышленности, порошковой металлургии, для производства композиционных и керамических материалов с уникальными свойствами [1], для создания сплавов с улучшенными механическими свойствами, для горно-