

Анализ протекания переходных процессов в разрядном контуре магнитно-импульсной установки

БАТЫГИН Ю.В., ГНАТОВ А.В., АРГУН Щ.В.

Проведен анализ влияния параметров зарядного контура на переходные процессы, протекающие в магнитно-импульсной установке при разряде емкостного накопителя. Получены аналитические соотношения для расчета разрядного тока. Исследовано влияние активного сопротивления и индуктивности зарядного контура на электромагнитные процессы при разряде. Обосновано предложение исключить коммутатор из зарядной цепи.

Ключевые слова: магнитно-импульсная обработка металлов, магнитно-импульсная установка, зарядный контур, индукторная система, зарядное напряжение, разрядный контур

Методы магнитно-импульсной обработки металлов (МИОМ) позволяют успешно решать многочисленные задачи производства в авиа- и автомобилестроении. К таким операциям относятся, например, магнитно-импульсная штамповка профилей из металлических листов, жёсткое сочленение сборных конструкций, внешняя рихтовка металлических поверхностей с вмятинами и др. [1–3].

Известные технологии МИОМ, как правило, характеризуются однократным силовым воздействием на обрабатываемый объект [3, 4], что исключает возможность контроля процесса обработки. При этом необходимы громоздкие источники мощности, требуются существенные затраты на создание комплекса оборудования в целом и т.д.

The effect the charging loop parameters have on the transients in a magnetic impulse installation during the discharge process of its capacitive energy storage is analyzed. Analytic expressions for calculating the discharge current are obtained. The effect the charging loop resistance and inductance have on the electromagnetic processes in the discharge mode is investigated. The proposal to exclude a switching device from the charging circuit is substantiated.

Key words: processing of metals, magnetic-impulse installation, charge loop, inductor system, charge voltage, discharge loop

Идея, предложенная авторами [5–8] и положенная в основу разработки источника мощности (магнитно-импульсной установки – МИУ), состоит в замене мощного однократного силового воздействия серией довольно малых импульсов, суммарное действие которых должно быть достаточным для достижения заданного уровня деформирования объекта обработки, т.е. реализации соответствующей производственной задачи [9, 10].

Техническая реализация предложенной идеи может осуществляться на основе принципиальной схемы МИУ для работы в режиме многократно повторяющихся импульсов силового воздействия, приведенной на рис. 1, где R_1 – токоограничивающий резистор зарядного контура; R_2 , L_2 – эквива-

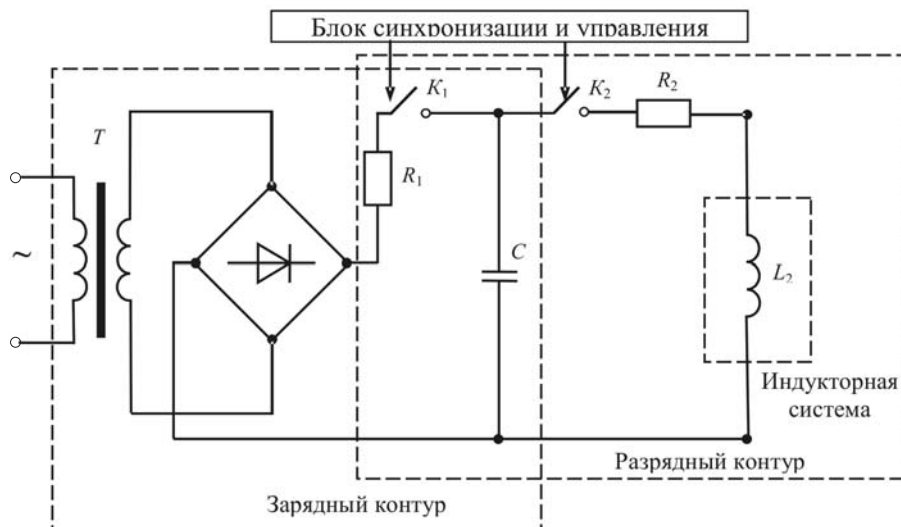


Рис. 1. Принципиальная схема МИУ

лентные резистор и катушка индуктивности разрядного контура.

С помощью блока синхронизации и управления осуществляются автоматически повторяющиеся заряд (коммутатор K_1 – замкнут, K_2 – разомкнут) и разряд (коммутатор K_1 – разомкнут, K_2 – замкнут) емкостного накопителя на нагрузку – индукторную систему, подключаемую к выходу МИУ.

Как представляется априори, ключ K_1 можно исключить из схемы, что позволит как минимум в 2 раза снизить стоимость блока синхронизации и управления. Включение в зарядный контур принципиальной схемы МИУ катушки дополнительной индуктивности L_1 и резистора R_1 (рис. 2) должно ограничить протекание разрядного тока вне цепи индукторной системы (инструмент–индуктор) L_2 , R_2 , подключаемой ключом K_2 .

Эффект предложенных изменений схемы можно оценить на основе приводимых далее несложных вычислений. Для этого проанализируем протекание переходных процессов в разрядном контуре МИУ и оценим целесообразность замены ключа, прерывающего процесс заряда емкостного накопителя по достижении требуемого уровня напряжения, резистором R_1 и индуктивностью L_1 , рассмотрим также выбор их значений, обеспечивающих максимальную эффективность МИУ в целом.

Расчет переходных процессов в МИУ. Рассмотрим процессы разряда конденсатора C в схеме, где отсутствует коммутатор K_1 , ключ K_2 замкнут, включены в цепь разряда элементы L_1 и R_1 (рис. 2).

Предположим, что в момент включения коммутатора K_2 напряжение на конденсаторе $U_C(0) = U_{C0}$, токи в контурах с элементами R_1 , L_1 и с элементами R_2 , L_2 , соответственно, равны нулю, т.е. $J_1(0) = J_2(0) = 0$ (рис. 3).

Все вычисления будем проводить с помощью интегрального преобразования Лапласа [11]. В пространстве изображений по Лапласу система дифференциальных уравнений, описывающая переходный процесс в рассматриваемой схеме замещения, имеет вид [12]:

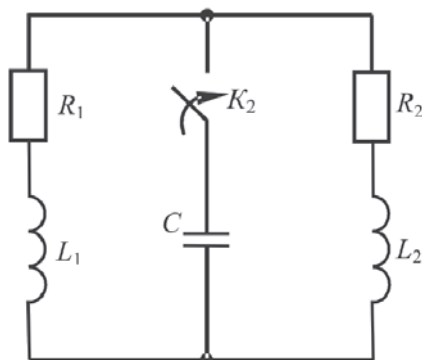


Рис. 2. Схема замещения разрядного контура МИУ

$$\begin{aligned} J_1(p)(pL_1 + R_1) &= -U_C(p); & \ddot{u} \\ J_2(p)(pL_2 + R_2) &= -U_C(p); & \ddot{y} \\ J_1(p) + J_2(p) &= C(pU_C(p) - U_{C0}) & \dot{p} \end{aligned} \quad (1)$$

где $J_{1,2}(p) = L\{J_{1,2}(t)\}$; $U_C(p) = L\{U_C(t)\}$.

Далее для интересующего нас тока в цепи нагрузки (в индукторной системе) из (1) находим:

$$J_2(p) = -CU_{C0} \frac{pL_1 + R_1}{A_3p^3 + A_2p^2 + A_1p + A_0}, \quad (2)$$

где $A_3 = CL_1L_2$; $A_2 = C(R_1L_2 + R_2L_1)$; $A_1 = CR_1R_2 + (L_1 + L_2)$; $A_0 = R_1 + R_2$.

Выражение (2) можно упростить, если оценить значения коэффициентов $A_0 - A_3$. Подставляя численные значения реально возможных значений элементов схемы, получаем, что $A_3 \ll A_{2,1,0}$, т.е. $A_3 \approx 0$.

Решая полученные уравнения известными математическими методами [11, 12], после необходимых преобразований и введения новых обозначений (опуская промежуточные выкладки) запишем выражение для тока в пространстве изображений по Лапласу. Строго говоря, и это очевидно, данное упрощение приводит к искажению временной формы разрядного импульса только в его начальной фазе, т.е. в окрестности нуля.

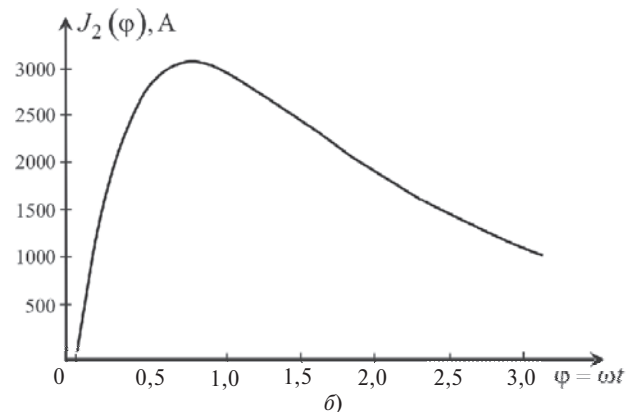
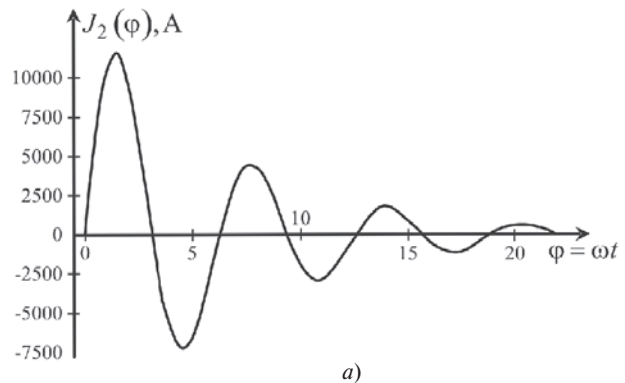


Рис. 3. Расчётные фазовые зависимости для разрядного тока

После необходимых преобразований и введения новых обозначений получаем, что

$$J_2(p) \approx \frac{U_{C0}}{R_1 \frac{L_2}{L_1} + R_2} \frac{R_1 \ddot{\varphi}}{L_1 \dot{\varphi}} e^{-p^2 + 2dp + w_0^2}, \quad (3)$$

где $d = \frac{R_1 R_2 + \frac{L_1 + L_2}{C}}{2(R_1 L_2 + R_2 L_1)}$; $w_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{C(R_1 L_2 + R_2 L_1)}}$.

Выполним для (3) обратное преобразование Лапласа. Введём величину w^2 , определяемую как

$$w^2 = w_0^2 - d^2. \quad (4)$$

Тогда выражение (3) с учётом (4) запишется в виде

$$J_2(p) \approx \frac{U_{C0}}{R_1 \frac{L_2}{L_1} + R_2} \frac{(p+d) \frac{R_1 \ddot{\varphi}}{L_1 \dot{\varphi}}}{(p+d)^2 + w^2}. \quad (5)$$

Вид оригинала для (5) определяется величиной w^2 :

при $w^2 > 0$

$$J_2(t) \approx \frac{U_{C0}}{R_1 \frac{L_2}{L_1} + R_2} e^{-dt} \left[\cos(wt) + \frac{R_1 \ddot{\varphi}}{L_1 \dot{\varphi}} \frac{d}{w} \sin(wt) \right]; \quad (6)$$

при $w^2 < 0$

$$J_2(t) \approx \frac{U_{C0}}{R_1 \frac{L_2}{L_1} + R_2} e^{-dt} \left[\operatorname{ch}(wt) + \frac{R_1 \ddot{\varphi}}{L_1 \dot{\varphi}} \frac{d}{w} \operatorname{sh}(wt) \right]; \quad (7)$$

Выражение (6) соответствует колебательному характеру разрядного тока, а (7) – аperiodическому.

Соотношение (4) и выражения для разрядного тока запишем в виде, удобном для вычислений:

при $2\sqrt{\frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{C}} > \frac{R_1 R_2}{\sqrt{R_1 R_2}}$

$$J_2(j) \approx \frac{U_{C0}}{R_1 \frac{L_2}{L_1} + R_2} e^{-d_0 j} \left[\cos(j) + \frac{R_1 \ddot{\varphi}}{L_1 \dot{\varphi}} \frac{d}{w} \sin(j) \right]; \quad (8)$$

где $d_0 = d/w$ – относительный декремент затухания разрядного тока; $j = wt$ – фаза сигнала;

при $2\sqrt{\frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{C}} < \frac{R_1 R_2}{\sqrt{R_1 R_2}}$

$$J_2(j) \approx \frac{U_{C0}}{R_1 \frac{L_2}{L_1} + R_2} e^{-d_0 j} \left[\operatorname{ch}(j) + \frac{R_1 \ddot{\varphi}}{L_1 \dot{\varphi}} \frac{d}{w} \operatorname{sh}(j) \right]; \quad (9)$$

Количественно характеризовать протекающие процессы можно с помощью средней энергии магнитного поля, поступающей в обмотку индукторной системы за период разрядного тока.

По определению данный энергетический показатель описывается соотношением

$$\bar{W} = \frac{L_2}{2} \frac{1}{2p} \int_0^{2p} J_2^2(j) dj \quad (10)$$

Сравнение расчетных значений \bar{W} при вариации значений элементов схемы замещения на рис. 2 позволяет провести количественное сравнение эффективности передачи энергии емкостного накопителя в обмотку индукторной системы.

Численные оценки. Рассмотрим некоторые численные оценки при типичных значениях параметров схемы [4]: $C = 1200 \times 10^{-6}$ Ф, $R_2 = 0,02094$ Ом, $L_2 = 6,0 \times 10^6$ Гн, $U_{C0} = 1$ кВ. Значения величин R_1 и L_1 варьируются.

Результаты вычислений представлены ниже: расчётная фазовая зависимость для разрядного тока при работе коммутатора – K_1 , $f = 1855$ кГц, $d_0 = 0,149$ (рис. 3,а); расчётная фазовая зависимость для разрядного тока при отсутствии коммутатора – K_1 , $R_1 = R_2$, $L_1 = 0$, $f = 2196$ Гц, $d_0 = 1,57$ (рис. 3,б).

Представленные кривые характеризуют процесс разряда в двух «предельных» ситуациях. Первая – коммутатор K_1 полностью отключает цепь заряда (рис. 3,а). Очевидно, что энергия, передаваемая в нагрузку, будет максимальна, поскольку конденсатор разряжается исключительно на обмотку индукторной системы. Процесс имеет колебательный характер. Из вычислений по формуле (10) следует, что $\bar{W}_1 = 135$ Дж. Во второй ситуации коммутатор K_1 отсутствует (рис. 3,б). Разряд происходит на два параллельных контура, один из которых есть ветвь с подключённой индукторной системой, а второй – ветвь с элементами R_1 , L_1 , значения которых являются наименьшими из реально возможных. Процесс имеет строго аperiodический характер. Вычисления по формуле (10) дают, что $\bar{W}_2 = 3$ Дж.

Сравнение результатов показывает, что полное отключение элементов зарядной цепи (наличие коммутатора K_1) существенно увеличивает эффективность передачи энергии в нагрузку. Так, отношение энергетических показателей составляет $\bar{W}_2 / \bar{W}_1 \gg 0,022$. Т.е., при отсутствии коммутатора K_1 в цепь обмотки индукторной системы поступает менее 3% максимально возможной энергии.

Проанализируем теперь влияние сопротивления резистора R_1 . На рис. 4 представлены расчётные фазовые зависимости для разрядного тока при отсутствии коммутатора K_1 : $R_1 = 10R_2$, $L_1 = 0$, $f = 1876$ Гц, $d_0 = 0,32$ (рис. 4,а) и $R_1 = 500R_2 \gg 10,94$ Ом, $L_1 \gg 0$, $f = 1856$ Гц, $d_0 = 0,15$ (рис. 4,б). Как следует из представленных результатов вычислений, с увеличением сопротивления в разрядном контуре характеристики процесса в контуре с индукторной системой приближаются к характеристикам в ситуации, когда левая ветвь на схеме рис. 1 была отключена с помощью коммутатора K_1 .

Так, уже при $R_1 = 10R_2 = 0,2094$ Ом (рис. 4,а) процесс приобретает колебательный характер. Энергетический показатель $\bar{W}_3 = 67$ Дж, что составляет около 50% возможного максимума. При $R_1 = 500R_2 = 10,47$ Ом (рис. 4,б) колебательный характер процесса сохраняется. Энергетический показатель составляет $\bar{W}_4 = 133$ Дж, т.е. уже около 99%

максимально возможного (можно сказать приближается к «идеальному»).

Физически резистор R_1 в какой-то мере выполняет роль коммутатора K_1 . Варьируя R_1 в схеме замещения на рис. 2, можно подобрать такое значение сопротивления, при котором происходит эффективное отключение левой ветви схемы. Этот факт и определяет значение энергии, передаваемой в обмотку индукторной системы. Очевидно, что значение $R_1 = 10,47$ Ом эквивалентно работе коммутатора K_1 . Т.е., выбирая сопротивление резистора равным или более 10,47 Ом, фактически разрываем левую цепь схемы (рис. 1), что эквивалентно действию коммутатора K_1 . Интересно отметить, что в рассматриваемой схеме данному значению R_1 соответствует постоянная заряда $t = R_1 C \gg 0,12$ с. Это означает, что в режиме многократного повторения разрядных импульсов источник мощности может работать с частотой около $1/3t \gg 3$ Гц. При желании можно увеличить частоту повторения примерно в 4 раза, т.е. довести ее значение до 12 Гц, приняв $R_1 \gg 2,6$ Ом. В этом случае придётся несколько снизить объем энергии, передаваемой в обмотку индукторной системы. Энергетический показатель составит $\bar{W} = 126$ Дж (около 95% максимально возможного значения).

Обратимся далее к анализу влияния катушки индуктивности L_1 . Как показывают результаты вы-

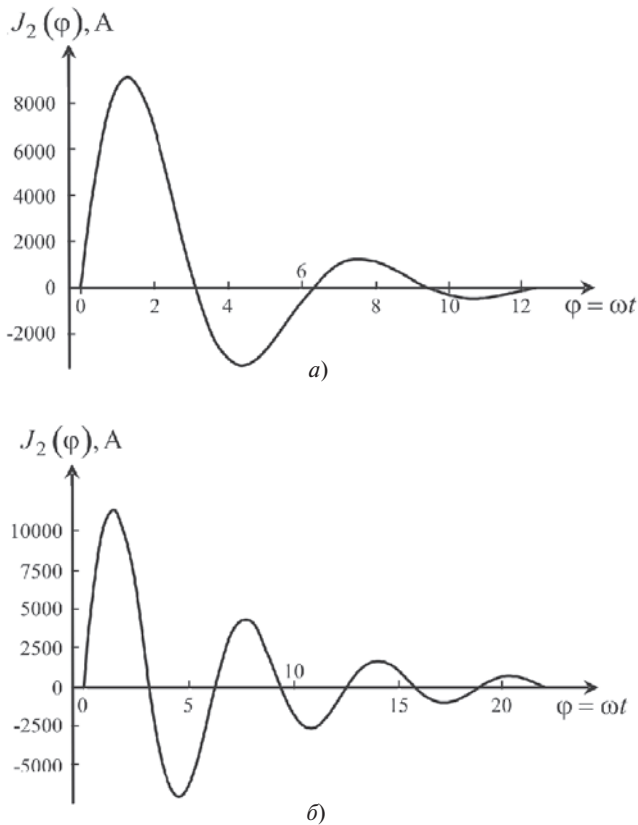


Рис. 4. Расчётные фазовые зависимости для разрядного тока при отсутствии коммутатора K_1

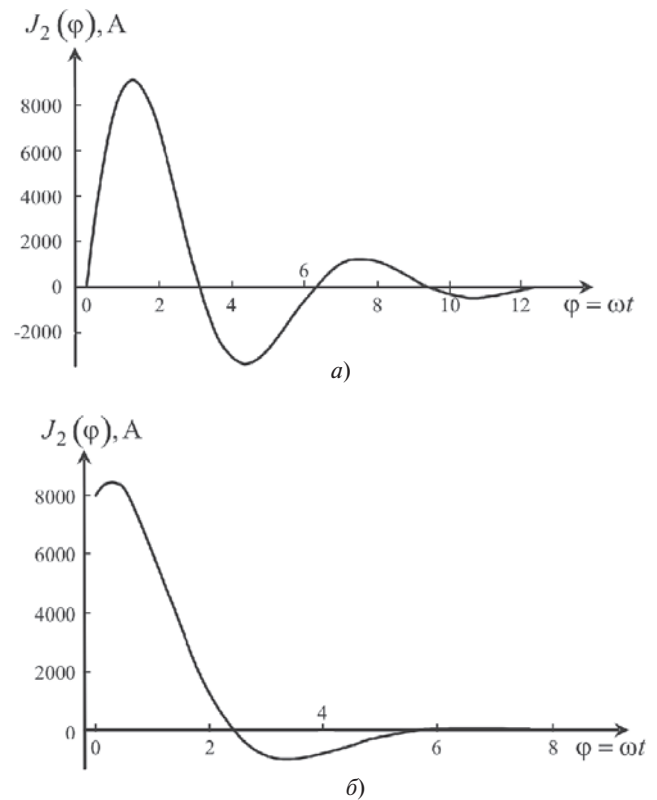


Рис. 5. Расчётная фазовая зависимость для разрядного тока при отсутствии коммутатора K_1

числения расчётная фазовая зависимость для разрядного тока при отсутствии коммутатора K_1 : $R_1 = 10R_2$, $L_1 = L_2$, $f = 1683$ Гц, $d_0 = 0,49$ (рис. 5,а и $R_1 = 10R_2$, $L_1 = 2L_2$, $f = 1470$ Гц, $d_0 = 0,69$ (рис. 5,б)), введение катушки индуктивности L_1 приводит к изменению характера процесса. С увеличением значения индуктивности форма кривой тока из колебательной трансформируется в апериодическую. Энергетические показатели для графиков на рис. 5 $\bar{W} \gg 45,5, 37$ Дж соответственно, что составляет примерно 34, 28% возможного максимума.

Таким образом, катушка индуктивности в зарядной цепи практически влияет только на форму кривой тока. Значения энергетических показателей снижаются.

Анализ влияния источника зарядного напряжения.

Отметим, что в проведенном выше анализе не учитывалось влияние источника зарядного напряжения на протекающие процессы.

Вторичную обмотку трансформатора на принципиальной схеме рис. 2 аппроксимируем источником постоянного напряжения E и введём его в схему замещения на рис. 2 последовательно элементам R_1 , L_1 . Поскольку катушка индуктивности в зарядной цепи не представляет практического интереса, исключим её из рассмотрения. В конечном итоге расчётная схема замещения примет вид, показанный на рис. 6.

Система уравнений, описывающая переходный процесс, будет иметь следующий вид [12]:

$$\begin{aligned} J_1(p)R_1 - E/p &= -U_C(p); \\ J_2(p)(pL_2 + R_2) &= -U_C(p); \\ J_1(p) + J_2(p) &= C(pU_C(p) - U_{C0}), \end{aligned} \tag{11}$$

где $J_{1,2}(p) = L\{J_{1,2}(t)\}$; $U_C(p) = L\{U_C(t)\}$.

Нас интересует ток в цепи нагрузки, т.е. ток в индукторной системе – $J_2(t)$.

Из системы (11), аналогично тому как это было сделано ранее, получим

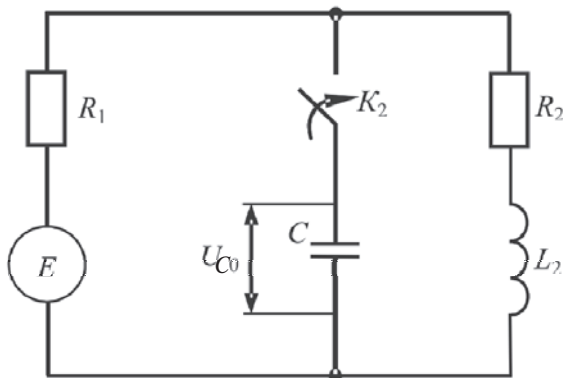


Рис. 6. Схеме замещения разрядного контура МИУ с учетом вторичной обмотки трансформатора

$$J_2(p) = \frac{1}{(p+d)^2 + \omega_0^2} \frac{\frac{\partial U_{C0}}{\partial t}}{L_2} - \frac{1}{p} \frac{E}{(R_1 L_2 C) \frac{\partial}{\partial t}} \tag{12}$$

где $d = \frac{1}{2} \frac{\partial R_2}{\partial L_2} + \frac{1}{E_1 C} \frac{\partial}{\partial t}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C} \frac{\partial}{\partial t} + \frac{R_2}{R_1} \frac{\partial}{\partial t}}$

Оригинал выражения (12), соответствующий колебательному режиму, запишем в виде суммы двух функций [11]:

$$J_2(j) = J_2^{(1)}(j) + J_2^{(2)}(j), \tag{13}$$

где $J_2^{(1)}(j) = \frac{U_{C0}}{(\omega L_2)} e^{-d_0 j} \sin j$ – составляющая тока

в обмотке индуктора, обусловленная собственно разрядом конденсатора; $j = \omega t$ – фаза; $d_0 = d/\omega$; $J_2^{(2)}(j) = - \frac{E}{R_1 (\omega L_2) (\omega C) (\pm d_0^2)}$ $[1 - e^{-d_0 j} (\cos j + d_0 \sin j)]$

– составляющая тока в обмотке индуктора, обусловленная действием источника зарядного напряжения.

Численные оценки по формуле (13) проведём для наиболее интересного случая из предыдущих вычислений: $C = 1200 \times 10^{-6}$ Ф, $R_2 = 0,02094$ Ом, $L_2 = 6,0 \times 10^6$ Гн, $R_1 \gg 2,6$ Ом и $E = U_{C0} = 1$ кВ. На рис. 7,а представлена расчётная фазовая зависи-

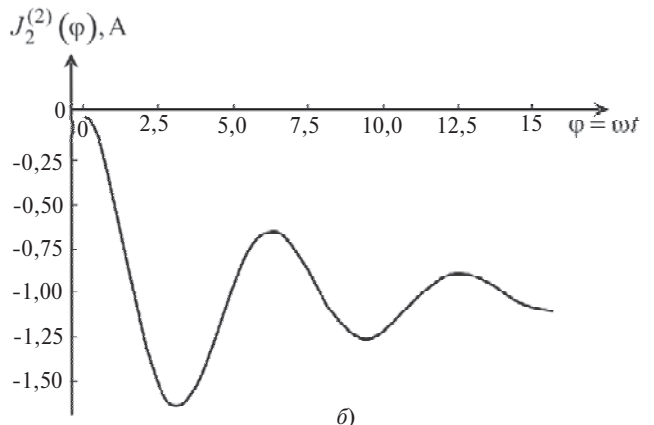
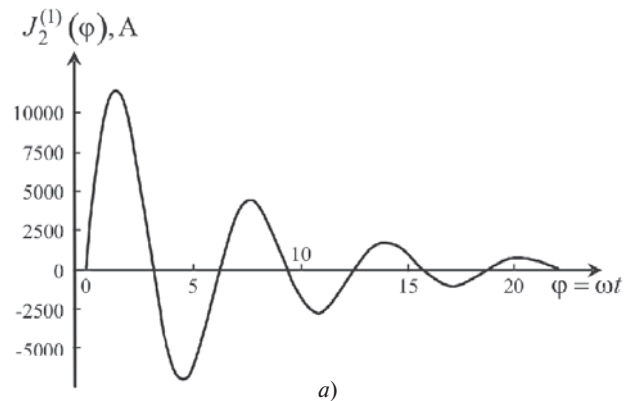


Рис. 7. Расчётные фазовые зависимости для составляющих тока

мость для составляющей тока, обусловленной разрядом конденсатора $f = 1858$ Гц, $d_0 = 0,16$, а на рис. 7,б – расчётная фазовая зависимость для составляющей тока, обусловленной действием источника зарядного напряжения. Сравнение этих зависимостей показывает, что в обмотке индукторной системы преобладающей является составляющая тока, обусловленная разрядом ёмкостного накопителя, а составляющей, обусловленной действием источника, можно пренебречь.

Выводы. 1. Введение активного сопротивления в зарядную цепь источника мощности позволяет:

ограничить значение зарядного тока;

достичь требуемой частоты повторения разрядных импульсов;

исключить из схемы коммутатор, отключающий зарядную цепь при разряде ёмкостного накопителя на нагрузку;

минимизировать потери энергии, передаваемой в обмотку индукторной системы.

2. Введение катушки индуктивности в зарядную цепь источника мощности малоэффективно, она ощутимо влияет лишь на формирование временной формы разрядного импульса.

3. При разряде ёмкости на обмотку индукторной системы действие подключённого источника зарядного напряжения пренебрежимо мало, что позволяет использовать в схеме магнитно-импульсной установки только один коммутатор.

Приведенный анализ переходных процессов в рассматриваемой установке имеет ограниченный характер, так как не учитываются особенности (характеристики) цепи питания, к которой подключается исследуемая установка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Batygin Yu.V., Lavinsky V.I., Khimenko L.T. Direction Change of the Force Action upon Conductor under Frequency Variation of the Acting Magnetic Field. — Proc. of the 1-st Inter. Conf. on High Speed Metal Forming, Dortmund (Germany), 31 March – 1 April 2004.
2. Батыгин Ю.В., Головащенко С.Ф., Гнатов А.В., Смирнов Д.О. Индукторные системы для магнитно-импульсной раздачи труб прямоугольной формой поперечного сечения. — *Электротехника і електромеханіка*, 2010, № 1.
3. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Щиголева С.А. Притяжение тонкостенных металлических листов магнитным полем одновиткового индуктора. — *Электричество*, 2011, № 4.
4. Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий, т. 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями. — Харьков: ХНАДУ, 2009.
5. Пат. 44933 Украины (№ u200903072). Генератор багаторазових імпульсів струму для магнітно-імпульсної обробки металів/Ю.В. Батыгин, А.Ю. Бондаренко, А.В. Гнатов, Г.С. Сериков, Е.А. Чаплигин. — 2009, Бюл. № 20.
6. Пат. 61417 Украины (№ u2010 13096). Генератор багатократних імпульсів струму для обробки металів тиском імпульсного магнітного поля/ Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов, Е.А. Чаплигин, Щ.В. Гнатова, Трунова И.С. — 2011, Бюл. № 14.
7. Пат. 61088 Украины (№ u 2010 12932). Генератор багаторазових імпульсів струму для магнітно-імпульсної обробки металів з розгалуженим колом комутуючих пристроїв/Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов, Е.А. Чаплигин, В.В. Воробйов. — 2011, Бюл. № 13.
8. Пат. 73733 Украины (№ u2012 02178). Генератор багаторазових уніполярних імпульсів струму для магнітно-імпульсної обробки металів/ Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов, Щ.В. Аргун, Е.А. Чаплигин, А.А. Дзюбенко, А.М. Дробинин. — 2012, Бюл. № 19.
9. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Цилиндрический виток индуктора с разрезом как инструмент для магнитно-импульсной обработки металлов. — *Электричество*, 2011, № 12.
10. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Теория и эксперимент магнитно – импульсного притяжения / отталкивания тонкостенных листовых ферромагнетиков. — *Электричество*, 2012, № 8.
11. Мэтьюз Дж., Уокер Р. Математические методы физики. — М.: Атомиздат, 1972.
12. Атабеков Г.М. Теоретические основы электротехники, ч.1. — М.: Энергия, 1980.

[01.12.12]

Авторы: Батыгин Юрий Викторович в 1972 г. окончил инженерно-физический факультет Харьковского политехнического института (ХПИ). Докторскую диссертацию «Техника сильных электрических и магнитных полей» защитил в Национальном техническом университете «ХПИ» в 1994 г. Заведующий кафедры физики Харьковского национального автомобильно-дорожного университета (ХНАДУ).

Гнатов Андрей Викторович в 1998 г. окончил факультет энергетического и специального обеспечения Харьковского военного университета (ХВУ). Кандидатскую диссертацию по специальности «Вооружение и военная техника» защитил в ХВУ в 2004 г. Доцент кафедры физики ХНАДУ.

Аргун Щасяна Валиковна в 2003 г. окончила НТУ «ХПИ» по специальности «Метрология и измерительная техника». Аспирант кафедры физики ХНАДУ.