

Ю.В. БАТЫГИН, д-р. техн. наук, проф., зав. каф., ХНАДУ, Харьков
А.В. ГНАТОВ, канд. техн. наук, доц., ХНАДУ, Харьков
Щ.В. ГНАТОВА, аспірант, ХНАДУ, Харьков
Е.А. ЧАПЛЫГИН, канд. техн. наук, доцент, ХНАДУ, Харьков

ПЕРЕХОДНОЙ ПРОЦЕСС ПРИ РАЗРЯДЕ ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ В МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКЕ

В статті проведений аналіз впливу параметрів зарядного кола на перехідні процеси, що протікають в магнітно-імпульсній установці при розряді ємнісного накопичувача. Отримано аналітичні співвідношення для розрахунку розрядного струму. Досліджено вплив активного опору і індуктивності зарядного контуру на електромагнітні процеси, що протікають при розряді. Обґрунтовано пропозицію вилучення комутатора із зарядного кола.

В статье проведен анализ влияния параметров зарядной цепи 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 протекающие электромагнитные процессы при разряде. Обосновано предложение убрать коммутатор из зарядной цепи.

Введение. Методы магнитно-импульсной обработки металлов (МИОМ) позволяют решить довольно многочисленный перечень задач современного промышленного производства в авиа и автомобилестроении. К таковым относятся, например, магнитно-импульсные штамповка профилей из металлических сплавов, жесткое сочленение сборных конструкций, внешняя рихтовка металлических поверхностей с вмятинами и др. [1, 2, 3].

Существующие схемы МИОМ, как правило, работают в режиме однократного силового воздействия на обрабатываемый объект [3, 4]. Здесь невозможно контролировать процесс обработки, необходимы громоздкие источники мощности, требуются существенные затраты на создание комплекса оборудования в целом и др.

Идея, предложенная авторами [4, 5] и положенная в основу источника мощности (магнитно-импульсной установки – МИУ) для магнитно-импульсной технологии состоит в замене мощного однократно-

го силового воздействия серией довольно малых импульсов, суммарное действие которых должно быть достаточным для достижения заданного уровня деформирования объекта обработки, то есть реализации соответствующей технологической задачи [4, 5].

Конкретная техническая реализация предлагаемой идеи может осуществляться с помощью схемы на рис. 1, где приведена принципиальная схема магнитно-импульсного комплекса для работы в режиме многократно повторяющихся импульсов силового воздействия: R_1 – токоограничивающий резистор зарядного контура, R_2, L_2 – эквивалентные активное сопротивление и индуктивность разрядного контура.

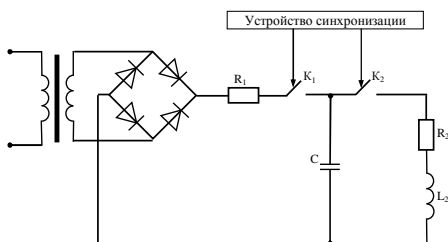


Рис. 1. Принципиальная схема магнитно-импульсного комплекса.

Устройство синхронизации осуществляет 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 электрическому выходу собственно магнитно-импульсной установки.

Как представляется из априорных соображений, ключ – K_1 можно исключить из схемы. Это позволит, как минимум в два раза, снизить стоимость блока синхронизации и управления. Включение дополнительных элементов в зарядный контур магнитно-импульсного комплекса (рис. 2) дополнительная индуктивность – L_1 и резистор – R_1 должны ограничить протекание разрядного тока вне цепи, где подключается инструмент-индуктор – L_2, R_2 .

Как представляется из априорных соображений, ключ – K_1 можно исключить из схемы. Это позволит, как минимум в два раза, снизить стоимость блока синхронизации и управления. Включение дополнительных элементов в зарядный контур магнитно-импульсного комплекса (рис. 2) дополнительная индуктивность – L_1 и резистор – R_1 должны ограничить протекание разрядного тока вне цепи, где подключается инструмент-индуктор – L_2, R_2 .

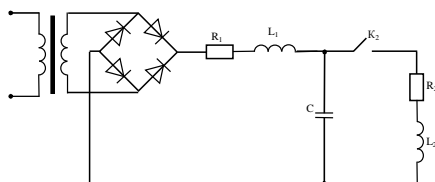


Рис. 2. Включение дополнительных элементов в зарядный контур магнитно-импульсного комплекса.

Смысл данного предложения можно оценить с помощью простейших вычислений.

Цель настоящей работы – оценка действенности сформулированного предложения по замене ключа, прерывающего процесс заряда емкостного накопителя по достижении требуемого напряжения, соответствующими резистором и индуктивностью, а также выбор их величин, обеспечивающих максимум эффективности магнитно-импульсного комплекса в целом.

В отсутствие коммутатора – K_1 и наличии элементов – L_1 и R_1 разряд емкости C будет происходить согласно схеме замещения на рис. 3 (ключ K_2 – замкнут).

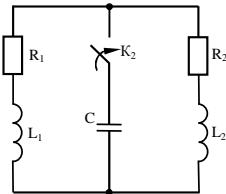


Рис. 3. Схема емкостного накопителя.

Проведение расчета предполагает, что в момент включения коммутатора K_2 напряжение на емкости $U_c(0) = U_{c0}$, токи в контурах с элементами R_1, L_1 и с элементами R_2, L_2 , соответственно, равны нулю, то есть, $J_1(0) = J_2(0) = 0$ (рис. 3).

Все вычисления проведем с помощью интегрального преобразования Лапласа [6].

В пространстве изображений по Лапласу система дифференциальных уравнений, описывающая переходной процесс в рассматриваемой схеме замещения, имеет вид [7]:

$$\begin{cases} J_1(p) \cdot (pL_1 + R_1) = -U_c(p), \\ J_2(p) \cdot (pL_2 + R_2) = -U_c(p), \\ J_1(p) + J_2(p) = C \cdot (pU_c(p) - U_{c0}), \end{cases} \quad (1)$$

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

В конечном итоге нас интересует ток в цепи нагрузки, то есть, ток в индукторной системе – $J_2(t)$.

Из системы (1) находим, что

$$J_2(p) = -C \cdot U_{c0} \cdot \frac{pL_1 + R_1}{A_3 \cdot p^3 + A_2 \cdot p^2 + A_1 \cdot p + A_0}, \quad (2)$$

где $A_3 = C \cdot L_1 \cdot L_2$, $A_2 = C \cdot (R_1 \cdot L_2 + R_2 \cdot L_1)$,

$A_1 = C \cdot R_1 \cdot R_2 + (L_1 + L_2)$, $A_0 = (R_1 + R_2)$.

Выражение (2) можно упростить, если оценить коэффициенты – $A_{0,1,2,3}$.

Подставляя численные значения реально возможных величин элементов схемы, получаем, что $A_3 \ll A_{2,1,0}$, то есть, $A_3 \rightarrow 0$.

Пренебрегая слагаемым третьего порядка в знаменателе дроби, перепишем зависимость для L -образа разрядного тока.

Строго говоря, и это очевидно априори, данное упрощение искажает временную форму разрядного импульса только в его начальной фазе, то есть, в окрестности нуля.

После необходимых преобразований и введения новых обозначений получаем, что

$$J_2(p) \approx - \frac{U_{c0}}{\left(R_1 \cdot \frac{L_2}{L_1} + R_2\right)} \cdot \frac{\left(p + \frac{R_1}{L_1}\right)}{p^2 + 2\delta \cdot p + \omega_0^2}, \quad (3)$$

где $\delta = \frac{R_1 \cdot R_2 + (L_1 + L_2)}{2 \cdot (R_1 \cdot L_2 + R_2 \cdot L_1)}$, $\omega_0 = \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)}{C \cdot (R_1 \cdot L_2 + R_2 \cdot L_1)}}$.

Выполним в (3) обратное преобразование Лапласа.

Введем величину $-\omega^2$:

$$\omega^2 = \omega_0^2 - \delta^2. \quad (4)$$

Выражение (3) с учетом (4) запишется в виде:

$$J_2(p) \approx - \frac{U_{c0}}{\left(R_1 \cdot \frac{L_2}{L_1} + R_2\right)} \cdot \frac{(p + \delta) + \left(\frac{R_1}{L_1} - \delta\right)}{(p + \delta)^2 + \omega^2}. \quad (5)$$

Вид оригинала в (5) определяется величиной ω^2 .

При $\omega^2 > 0$,

$$J_2(t) \approx - \frac{U_{c0}}{\left(R_1 \cdot \frac{L_2}{L_1} + R_2\right)} \cdot e^{-\delta t} \left(\cos(\omega \cdot t) + \frac{\left(\frac{R_1}{L_1} - \delta\right)}{\omega} \cdot \sin(\omega \cdot t) \right). \quad (6)$$

При $\omega^2 < 0$,

$$J_2(t) \approx - \frac{U_{c0}}{\left(R_1 \cdot \frac{L_2}{L_1} + R_2\right)} \cdot e^{-\delta t} \left(\operatorname{ch}(\omega \cdot t) + \frac{\left(\frac{R_1}{L_1} - \delta\right)}{\omega} \cdot \operatorname{sh}(\omega \cdot t) \right). \quad (7)$$

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

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

$$\text{При } 2 \cdot \sqrt{\frac{(R_1 L_2 + R_2 L_1)}{C}} > \frac{R_1 \cdot R_2}{\sqrt{R_1 + R_2}},$$

$$J_2(\varphi) \approx - \frac{U_{c0}}{\left(R_1 \cdot \frac{L_2}{L_1} + R_2\right)} \cdot e^{-\delta_0 \cdot \varphi} \left[\cos(\varphi) + \frac{\left(\frac{R_1}{L_1} - \delta\right)}{\omega} \cdot \sin(\varphi) \right], \quad (8)$$

где $\delta_0 = \frac{\delta}{\omega}$ – относительный декремент затухания разрядного тока,

$\varphi = \omega \cdot t$ – фаза сигнала.

$$\text{При } 2 \cdot \sqrt{\frac{(R_1 L_2 + R_2 L_1)}{C}} < \frac{R_1 \cdot R_2}{\sqrt{R_1 + R_2}},$$

$$J_2(\varphi) \approx - \frac{U_{c0}}{\left(R_1 \cdot \frac{L_2}{L_1} + R_2\right)} \cdot e^{-\delta_0 \cdot \varphi} \left[\text{ch}(\varphi) + \frac{\left(\frac{R_1}{L_1} - \delta\right)}{\omega} \cdot \text{sh}(\varphi) \right]. \quad (9)$$

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

По определению, данный энергетический показатель определяется соотношением:

$$\bar{W} = \frac{L_2}{2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} J_2^2(\varphi) \cdot d\varphi \right). \quad (10)$$

Сравнение значений \bar{W} при вариации величин элементов схемы замещения на рис. 3 позволит провести количественное сравнение эффективности передачи энергии емкостного накопителя в обмотку индукторной системы.

Выполним некоторые численные оценки.

В качестве параметров схемы возьмем их типичные значения [4]: $C = 1200 \cdot 10^{-6}$ Ф, $R_2 = 0,02094$ Ом, $L_2 = 6,0 \cdot 10^{-6}$ Гн, $U_{c0} = 1$ кВ. Величины R_1 и L_1 варьируются.

Результаты вычислений представлены ниже: расчетная фазовая зависимость для разрядного тока при работе коммутатора – K_1 , $f = 1855$ кГц, $\delta_0 = 0,149$ (рис. 4); расчетная фазовая зависимость для разрядного тока в отсутствие коммутатора – K_1 , $R_1 = R_2$, $L_1 = 0$, $f = 2196$ Гц, $\delta_0 = 1,57$ (рис. 5).

Представленные кривые характеризуют процесс разряда в двух "предельных" ситуациях.

Первая – коммутатор K_1 полностью отключает цепь заряда (рис. 4). Априори очевидно, что энергия, передаваемая в нагрузку – максимальна, поскольку емкость разряжается исключительно на обмотку индукторной системы. Процесс имеет колебательный характер. Вычисления по формуле (10) дают, что $\overline{W}_1 = 135$ Дж.

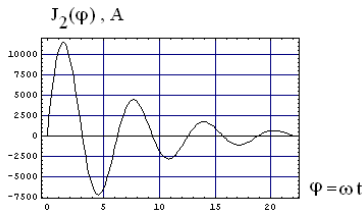


Рис. 4. Фазовая зависимость при работе коммутатора.

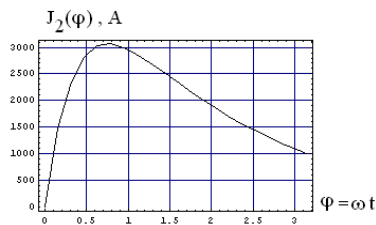


Рис. 5. Фазовая зависимость в отсутствие коммутатора.

Вторая – коммутатор K_1 отсутствует (рис. 5). Разряд происходит на два параллельных контура, один из которых есть ветвь с подключенной 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 $\overline{W}_2 = 3$ 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 $\frac{\overline{W}_2}{\overline{W}_1} \approx 0,022$. То есть, в отсутствие коммутатора K_1 , в цепь обмотки индукторной системы поступает менее ~3% максимально возможной энергии.

Далее, проанализируем влияние сопротивления R_1 . На рис.6 представлена расчетная фазовая зависимость для разрядного тока в отсутствие коммутатора – $K_1, R_1 = 10 \cdot R_2, L_1 = 0, f = 1876$ Гц, $\delta_0 = 0,32$, а на рис. 7 расчетная фазовая зависимость для разрядного тока в отсутствие коммутатора – $K_1, R_1 = 500 \cdot R_2 \approx 10,94$ Ом, $L_1 \approx 0, f = 1856$ Гц, $\delta_0 = 0,15$.

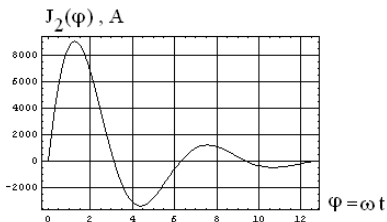


Рис. 6. Расчетная фазовая зависимость при $R_1 = 10 \cdot R_2$.

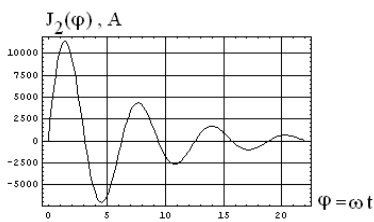


Рис. 7. Расчетная фазовая зависимость при $R_1 = 500 \cdot R_2$.

Как следует из представленных выше результатов вычислений, увеличение сопротивления в зарядном контуре приближает характеристики процесса в контуре с индукторной системой к ситуации, когда имело место отключение левой ветви на схеме рис. 3 с помощью коммутатора K_1 . Так уже при $R_1 = 10 \cdot R_2 = 0,2094$ Ом (рис. 6) процесс приобретает колебательный характер. Энергетический показатель – $\bar{W}_3 = 67$ Дж, что составляет $\sim 50\%$ от возможного максимума.

При $R_1 = 500 \cdot R_2 = 10,47$ Ом (рис. 7) колебательный характер процесса сохраняется. Энергетический показатель приближается к "идеалу" и составляет $\bar{W}_4 = 133$ Дж, то есть, уже $\sim 99\%$ от максимума возможного.

Физически, резистор R_1 в какой-то мере играет роль коммутатора K_1 . В зависимости от величины R_1 левая ветвь в схеме замещения на рис. 3 отключается менее или более эффективно. Этот факт и определяет значение энергии, передаваемой в обмотку индукторной системы. Очевидно, что значение $R_1 = 10,47$ Ом по действительности эквивалентно работе коммутатора K_1 .

Интересно отметить, что в рассматриваемой схеме, данному значению $R_1 = 10,47$ Ом соответствует постоянная заряда – $\tau = R_1 \cdot C \approx 0,12$ с. Это означает, что в режиме многократного повторения разрядных импульсов источник мощности может работать с частотой $\sim 1/3\tau \approx 3$ Гц. При желании увеличить частоту повторения в ~ 4 раза, то есть, довести до ~ 12 Гц, необходимо взять $R_1 \approx 2,6$ Ом. В этом случае придется несколько

пожертвовать величиной энергии, передаваемой в обмотку индукторной системы. Энергетический показатель составит $\bar{W} = 126$ Дж. В процентах – это $\sim 95\%$ от максимума возможного.

Обратимся к анализу влияния индуктивности L_1 .

Как показывают вычисления (рис. 8 – расчетная фазовая зависимость для разрядного тока в отсутствие коммутатора – $K_1, R_1 = 10 \cdot R_2, L_1 = L_2, f = 1683$ Гц, $\delta_0 = 0,49$ и рис. 9 – расчетная фазовая зависимость для разрядного тока в отсутствие коммутатора – $K_1, R_1 = 10 \cdot R_2, L_1 = 2 \cdot L_2, f = 1470$ Гц, $\delta_0 = 0,69$), введение индуктивности L_1 приводит изменению характера процесса. С увеличением последней форма тока от колебательной трансформируется в аperiodическую. Энергетические показатели для графиков на рис. 8 и рис. 9 будут составлять $\bar{W} \approx 45.5 \dots 37$ Дж, соответственно. В отношении к возможному максимуму – это $\sim 34 \dots 28\%$.

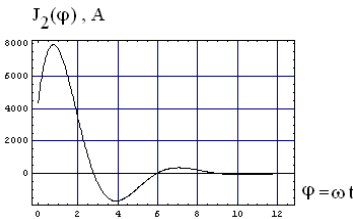


Рис. 8. Расчетная фазовая зависимость при $L_1 = L_2$.

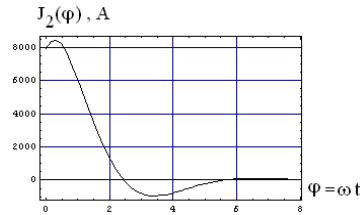


Рис. 9. Расчетная фазовая зависимость при $L_1 = 2L_2$.

Таким образом, индуктивность в зарядной цепи практически влияет только на форму тока. Значения энергетических показателей падают. Проведенное рассмотрение не учитывало влияние источника зарядного напряжения на протекающие процессы. Вторичную обмотку трансформатора на принципиальной схеме рис. 2 аппроксимируем источником постоянного напряжения – E и введем его в схему замещения на рис. 3 последовательно элементам R_1, L_1 . Поскольку индуктив-

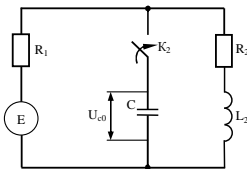


Рис. 10. Схема замещения.

ность в зарядной цепи не представляет практического интереса, исключим ее из рассмотрения. В конечном итоге, расчетная схема замещения принимает вид, показанный на рис. 10.

Система дифференциальных уравнений, описывающая переходной процесс, принимает вид [7]:

$$\begin{cases} J_1(p) \cdot R_1 - \frac{E}{p} = -U_c(p), \\ J_2(p) \cdot (pL_2 + R_2) = -U_c(p), \\ J_1(p) + J_2(p) = C \cdot (pU_c(p) - U_{c0}). \end{cases} \quad (11)$$

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

Нас интересует ток в цепи нагрузки, то есть, ток в индукторной системе – $J_2(t)$ – ?

Из системы (11) аналогично тому, как это было сделано ранее, можно получить, что

$$J_2(p) = \frac{1}{(p + \delta)^2 + \omega_0^2} \cdot \left(\frac{U_{c0}}{L_2} - \frac{1}{p} \cdot \frac{E}{(R_1 \cdot L_2 \cdot C)} \right), \quad (12)$$

где $\delta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_2}{L_2} + \frac{1}{R_1 \cdot C} \right)$, $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_2 \cdot C} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$.

Оригинал выражения (12), соответствующий колебательному режиму, запишем в виде суммы двух функций [6]:

$$J_2(\varphi) = J_2^{(1)}(\varphi) + J_2^{(2)}(\varphi), \quad (13)$$

где $J_2^{(1)}(\varphi) = \frac{U_{c0}}{(\omega L_2)} \cdot e^{-\delta_0 \cdot \varphi} \cdot \sin \varphi$ – составляющая тока в обмотке индуктора, обусловленная собственно разрядом емкости, $\varphi = \omega \cdot t$ – фаза, $\delta_0 = \delta / \omega$,

$$J_2^{(2)}(\varphi) = - \frac{E}{R_1(\omega L_2)(\omega C)(1 + \delta_0^2)} \cdot \left[1 - e^{-\delta_0 \cdot \varphi} (\cos \varphi + \delta_0 \sin \varphi) \right] - \text{со}$$

ставляющая тока в обмотке индуктора, обусловленная действием источника зарядного напряжения.

Численные оценки по формуле (13) проведем для наиболее интересного случая в предыдущих вычислениях: $C = 1200 \cdot 10^{-6}$ Ф, $R_2 = 0,02094$ Ом, $L_2 = 6,0 \cdot 10^{-6}$ Гн, $R_1 \approx 2,6$ Ом и $E = U_{c0} = 1$ кВ.

Результаты расчетов представлены ниже. На рис. 11 представлена расчетная фазовая зависимость для составляющей тока, обусловленной разрядом емкости $f = 1858$ Гц, $\delta_0 = 0,16$, а на рис. 12 – расчетная фазовая зависимость для составляющей тока, обусловленной действием источника зарядного напряжения.

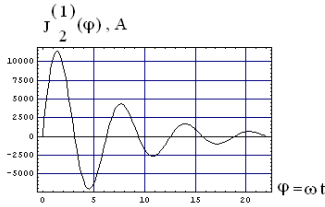


Рис. 11. Фазовая зависимость, обусловленная разрядом емкости.

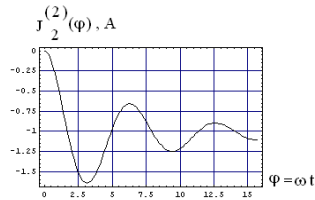


Рис.12. Фазовая зависимость, обусловленная источником напряжения.

Сравнение зависимостей на рис. 11 и рис. 12 показывает, что в обмотке индукторной системы преобладающей является составляющая тока, обусловленная разрядом емкостного накопителя, а составляющей, обусловленной действием источника, можно пренебречь.

Выводы. Введение активного сопротивления в зарядную цепь источника мощности позволяет: ограничить зарядный ток, достигнуть требуемой частоты повторения разрядных импульсов, исключить из схемы коммутатор, отключающий зарядную цепь при разряде емкостного накопителя на нагрузку, и минимизировать потери энергии, передаваемой в обмотку индукторной системы.

2. Введение индуктивности в зарядную цепь источника мощности малоэффективно, ее ощутимое влияние проявляется лишь в формировании временной формы разрядного импульса.

3. При разряде емкости на обмотку индукторной системы действие подключенного источника зарядного напряжения пренебрежимо мало, что позволяет использовать в схеме магнитно-импульсного комплекса только один коммутатор K_2 .

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

Список литературы: 1. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31-April 1, 2004. – Dortmund, Germany. – P.157-160. 2. Батыгин Ю.В., Головащенко С.Ф., Гнатов А.В. и др. Индукторные системы для магнитно-импульсной раздачи труб с прямоугольной формой поперечного сечения // *Электротехника і електро механіка*. – 2010. – №1. – С. 33-36. 3. Батыгин Ю.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий // *Винахідник та раціоналізатор*. – 2007. – №5. – С.8-11. 4. Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Теория и эксперимент магнитно-импульсного притяжения тонкостенных металлов. – Харьков: Изд. ХНАДУ, 2009. – 245с. 5. Батыгин Ю.В., Бондаренко О.Ю., Гнатов А.В. та ін. Генератор багаторазових імпульсів струму для магнітно-

імпульсної обробки металів. Патент України на корисну модель № 44933. 26.10.2009. Бюл.№20. **6.** Дж. Мэтьюз, Р.Уокер Математические методы физики. – М: Атомиздат, 1972. – 399 с. **7.** Атабеков Г.И. Основы теории цепей. – М: Энергия, 1969.– 450 с.



Батыгин Юрий Викторович – профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук, последнюю в Харьковском политехническом институте по специальности техника сильных электрических и магнитных полей, соответственно в 1972, 1977, 1993 гг. Заведующий кафедрой "Физика" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета с 2009 г.

Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.



Гнатов Андрей Викторович – доцент, кандидат технических наук. Защитил диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Харьковском военный университет по специальности вооружение и военная техника, соответственно в 1998, 2004 гг. Доцент кафедры "Автомобильная электроника" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета.

Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.



Гнатова Шасяна Валиковна – Защитила диплом инженера в Национальном техническом университете "ХПИ" по специальности метрология и измерительная техника в 2000 г. Аспирант кафедры "Автомобильная электроника" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета.

Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.



Воробьев Валерий Валериевич – Защитил диплом инженера в Харьковском национальном автомобильно-дорожном университете по специальности электрические системы и комплексы транспортных средств 2010 г. Аспирант кафедры "Автомобильная электроника" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета. Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.



Чаплыгин Евгений Александрович – кандидат технических наук. Защитил диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Национальном техническом университете "ХПИ" по специальности техника сильных электрических и магнитных полей, соответственно в 2003, 2009 гг. Доцент кафедры физики Харьковского национального автомобильно-дорожного университета.

Основные направления научной деятельности: решение задач математической физики.

*Поступила в редколлегию 26.10.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*