

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМЕ СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ВИБРАЦИОННЫХ ПРИВОДОВ

А.А. Певзнер



ПЕВЗНЕР
Александр Абрамович

Кандидат технических наук, доцент, член-корреспондент Российской академии естественных наук. Заслуженный изобретатель РФ. Начальник управления научной работы Ярославского государственного педагогического университета им. К.Д. Ушинского. Специалист в области исследования колебательных систем в приборостроении. Автор более 180 научных и методических трудов, в том числе — более 60 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Введение

Электродинамические преобразователи возвратно-поступательного движения нашли широкое применение в машиностроении, приборостроении, строительстве, акустике и других отраслях. С целью повышения удельной мощности, коэффициента полезного действия и надежности, что особенно важно в силовых и автономных вибрационных приводах, для управления электродинамическими преобразователями возвратно-поступательного движения применяются импульсные статические преобразователи. При создании вибрационных систем, содержащих электродинамические преобразователи возвратно-поступательного движения, управляемые импульсными преобразователями, важно обеспечить необходимое качество формируемых колебаний. В данном случае под электродинамическим преобразователем возвратно-поступательного движения (ЭДПВПД) понимается электромеханический преобразователь, содержащий магнитопровод с катушкой подмагничивания, в зазоре которого размещается подвижная катушка с возможностью осевого перемещения. При взаимодей-

ствии тока подвижной катушки с магнитным полем в зазоре магнитопровода возникает сила, пропорциональная произведению тока подвижной катушки и индукции магнитного поля в зазоре магнитопровода. В случае постоянства индукции магнитного поля, например при постоянном токе подмагничивания, форма колебаний пропорциональна форме тока подвижной катушки. Поскольку при формировании гармонических колебаний широкое распространение получили системы управления с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону, представляет интерес исследование влияния глубины модуляции на гармонический состав тока подвижной катушки.

Сложность данной задачи заключается в том, что входное сопротивление ЭДВПД в зависимости от частоты вибрации и вида механической нагрузки значительно изменяется и может принимать как индуктивный, так и емкостный характер. Следовательно, задача нахождения оптимального пути для анализа электромагнитных процессов в системе статический преобразователь – ЭДВПД, является актуальной.

Обзор методов исследования электромагнитных процессов в системе с импульсными преобразователями

При исследованиях электрических цепей с непрерывными функциями времени используются классический способ непосредственного интегрирования систем дифференциальных уравнений, преобразования Лапласа и Фурье, интеграл свертки. При исследованиях цепей с кусочно-гладкими функциями времени используются обобщенные функции, преобразования Лапласа и Фурье на конечных интервалах, частотные и спектральные методы. При исследовании цепей с дискретными функциями времени используются классический метод, дискретное преобразование Лапласа, z -преобразование [1].

Известные методы расчета мгновенных значений электромагнитных процессов в ста-

тических преобразователях трудоемки и требуют большого количества машинного времени, либо в силу существенных упрощений не обеспечивают необходимой точности [2–7].

Так, в работе [3] определение энергетических показателей в регулируемых приводах с использованием автономного инвертора напряжения основывается на методе гармонического анализа, но выполняется без учета высших гармонических составляющих тока и напряжения. Однако, как показано в работе [4], пренебрежение высшими гармоническими составляющими приводит к занижению расчетных потерь энергии до 40%. В работе [5] разработана в Matlab-Simulink математическая модель инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля, позволяющая исследовать качество выходного напряжения инвертора в зависимости от числа пар силовых ключей коммутатора при работе на активную нагрузку. В этой модели осуществляется поочередное решение систем дифференциальных уравнений для установившегося режима и для двух этапов переходного процесса при коммутации ключей при работе на активную нагрузку. Недостатком данной модели является ее громоздкость и ограниченные возможности учета нагрузки. Анализ электромагнитных процессов в вентильно-электромагнитном регуляторе напряжения импульсного источника питания не учитывает высшие гармоники фаз тока выпрямительных устройств и принимает в расчет только активно индуктивную нагрузку. Метод деформаций периодической последовательности импульсов [7, 8] применяется для расчета спектров импульсных последовательностей, однако полученные при помощи этого метода результаты дают приближенные значения спектра, удовлетворительные только при отношении максимальной частоты переключения к модулирующей не менее 20.

Автором предложен метод, позволяющий упростить расчет электромагнитных процессов в системе статический преобразователь – ЭДВПД.

Метод расчета электромагнитных процессов в системе статический преобразователь – ЭДПВПД

Метод расчета электромагнитных процессов основан на применении коммутационных функций и позволяет упростить расчет тока в нагрузке и ключах преобразователя при наиболее сложных для анализа режимах работы, когда закон коммутации ключей заранее неизвестен [9]. Это соответствует работе системы с прерывистыми токами и в режиме токового управления.

Суть предложенного метода заключается в том, что предварительно задавшись гладкой составляющей тока подвижной катушки ЭДПВПД, вычисляют ЭДС движения, наводимую в подвижной катушке ЭДПВПД, подставляют полученное значение ЭДС в выражение тока подвижной катушки ЭДПВПД и затем вычисляют мгновенные значения токов подвижной катушки ЭДПВПД и ключей статического преобразователя.

На рис. 1 приведена схема исследуемой системы статический преобразователь – ЭДПВПД.

Электродинамический преобразователь возвратно-поступательного движения представляет собой магнитопровод 1, как правило, броневой конструкции с размещенной внутри катушкой подмагничивания 2, подключенной к блоку подмагничивания 3. В зазоре магнитопровода размещается подвижная катушка 4, посредством механической связи соединенная с механической нагрузкой 5. На вход подвижной катушки подается управляющее напряжение, например от статического преобразователя 6 (на схеме показан автономный инвертор напряжения).

При расчете предполагается, что ключи инвертора идеальны, внутреннее сопротивление источника питания инвертора равно нулю, индукция в зазоре магнитопровода постоянна, механическая нагрузка ЭДПВПД линейна. При частоте коммутации, превышающей частоту модуляции не менее чем в 5 раз, делается допущение о неизменности воздействия на интервале между коммутациями.

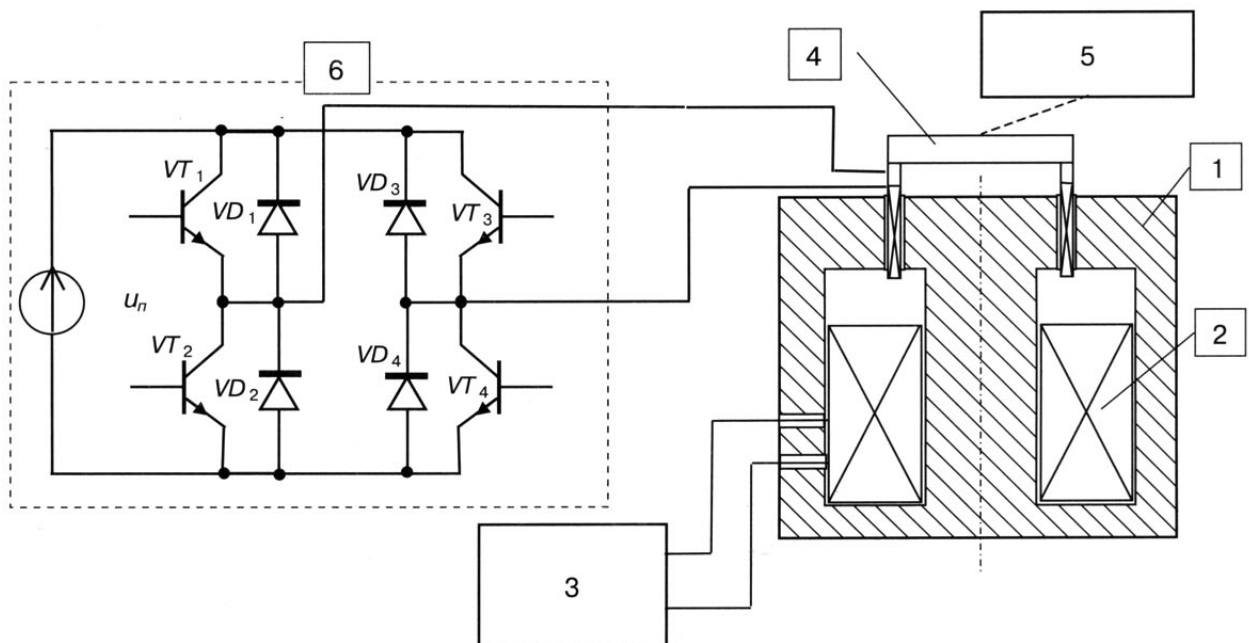


Рис. 1. Схема системы статический преобразователь – ЭДПВПД: 1 – магнитопровод; 2 – катушка подмагничивания; 3 – блок подмагничивания; 4 – подвижная катушка; 5 – механическая нагрузка; 6 – статический преобразователь; (VT_1 – VT_4) – управляемые вентили (транзисторы); (VD_1 – VD_4) – неуправляемые вентили обратного тока (диоды)

С помощью коммутационных функций напряжение на выходе статического преобразователя выражается следующим образом:

$$u_n(t) = u_n(t) \cdot F_k(t), \quad (1)$$

где $u_n(t)$ – напряжение на выходе статического преобразователя; $u_n(t)$ – напряжение питания статического преобразователя; $F_k(t)$ – коммутационная функция нагрузки статического преобразователя, определяющая, какой полярности напряжение источника питания приложено к нагрузке, и принимающая значения +1, -1, 0.

Преобразование энергии в ЭДПВПД выражается системой уравнений:

$$u(t) = R_3 i(t) + L_3 \frac{di}{dt} + e_r(t), \quad (2)$$

$$e_r(t) = Blv(t), \quad (3)$$

$$v(t) = Bli(t) \cdot z_m, \quad (4)$$

где $u(t)$ – напряжение, приложенное к подвижной катушке ЭДПВПД; $i(t)$ – ток подвижной катушки ЭДПВПД; e_r – ЭДС, наведенная в под-

вижной катушке ЭДПВПД при ее движении; R_3 – эквивалентное сопротивление подвижной катушки ЭДПВПД по постоянному току; L_3 – эквивалентная индуктивность подвижной катушки ЭДПВПД; $v(t)$ – скорость движения подвижной катушки ЭДПВПД относительно магнитопровода; B – индукция в зазоре магнитопровода ЭДПВПД; l – длина провода подвижной катушки ЭДПВПД; z_m – приведенное сопротивление механической нагрузки.

Совместное решение уравнений (1)–(4) при нулевых начальных условиях в области изображений дает выражение для определения тока подвижной катушки ЭДПВПД:

$$I(p) = \frac{U_n(p) \cdot F_k(p)}{p[(R_3 + L_3 p) + (Bl)^2 \cdot Z_m(p)]}. \quad (5)$$

Приведенное сопротивление механической нагрузки может иметь высокий порядок. Например, для трехмассовой модели сейсмического источника имеем:

$$Z_m(p) = \frac{(m_t p^2 + D_t p + k_t) m p^2 - (m_t p^2 + D_t p + k_t)(Dp + k) - (D_t p + k_t)^2 +}{(m p^2 + Dp + k)(m_t p^2 + D_t p + k_t)(m_n p^2 + D_n p + Dp + D_t p + k_r + k + k_t) -} \\ + (m_t p^2 + D_t p + k_t)(m_n p^2 + D_n p + Dp + D_t p + k_r + k + k_t) \\ - (m p^2 + Dp + k)(D_t p + k_t)^2 - (m_t p^2 + D_t p + k_t)(Dp + k)^2}, \quad (6)$$

где m_t – масса транспортного средства; m – инерционная масса; m_n – масса излучающей плиты; k – коэффициент упругости подвески инерционной массы; k_t – коэффициент упругости подвески транспортного средства; k_r – коэффициент упругости грунта; D_t – коэффициент демпфирования подвески транспортного средства; D – коэффициент демпфирования подвески инерционной массы; D_r – коэффициент демпфирования грунта.

Подстановка $Z_m(p)$ в (5) после преобразования дает уравнение восьмого порядка:

$$I(p) = \frac{U(p) \cdot F(p)(m p^2 + Dp + k)(m_t p^2 + D_t p + k_t) \cdot}{p((R + Lp)(m p^2 + Dp + k)(m_t p^2 + D_t p + k_t) \cdot} \\ \cdot (m_n p^2 + D_n p + Dp + D_t p + k_r + k + k_t) - \\ \cdot (m_n p^2 + D_n p + Dp + D_t p + k_r + k + k_t) - (m p^2 + Dp + k)(D_t p + k_t)^2 - \\ - (m p^2 + Dp + k)(D_t p + k_t)^2 - \\ - (m_t p^2 + D_t p + k_t)(Dp + k)^2 + (Bl)^2 \cdot ((m_t p^2 + D_t p + k_t) m p - \\ - (m_t p^2 + D_t p + k_t) \cdot \\ - (m_t p^2 + D_t p + k_t)(Dp + k) + (D_t p + k_t)^2 + (m_t p^2 + D_t p + k_t) \cdot \\ \cdot (Dp + k)^2) \\ \cdot (m_n p^2 + D_n p + Dp + D_t p + k_r + k + k_t)} \quad (7)$$

Нахождение оригинала по этому выражению даже при нулевых начальных условиях является весьма сложной задачей, что обусловлено трудностью нахождения свертки изобра-

жения напряжения питания инвертора и изображения коммутационной функции, а также порядком приведенного сопротивления механической нагрузки.

Если же ЭДС движения определена заранее, то для определения тока подвижной катушки достаточно воспользоваться уравнением (2) для цепи подвижной катушки. Для исследуемого интервала коммутации цепь подвижной катушки можно представить схемой замещения, приведенной на рис. 2. Из этой схемы видно, что к последовательно соединенным эквивалентным сопротивлениям подвижной катушки ЭДПВПД – индуктивному и активному – подключается эквивалентное напряжение двух последовательно соединенных источников ЭДС, выходного напряжения инвертора $u_n(t)$ и ЭДС движения $e_r(t)$.

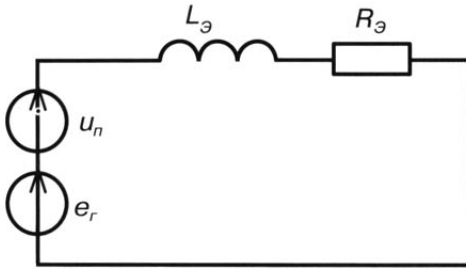


Рис. 2. Схема замещения цепи подвижной катушки: u_n – напряжение питания; e_r – ЭДС движения подвижной катушки; $L_э$ – эквивалентная индуктивность подвижной катушки; $R_э$ – эквивалентное активное сопротивление подвижной катушки

Чтобы учесть начальные условия, необходимо к двум вышеназванным источникам прибавить еще и ЭДС самоиндукции.

Следует отметить, что, поскольку ЭДС движения является функцией скорости относительного смещения подвижной катушки ЭДПВПД и магнитопровода, ЭДС движения несет в себе всю информацию о движении механической части ЭДПВПД. На участке между коммутациями, т.е. в промежутке времени, когда коммутационная функция неизменна, на основании свойства линейности преобразования Лапласа и теоремы дифференцирования исходному уравнению (2) в области изображений соответствует уравнение:

$$F(p) \cdot U_n(p) = R_э I(p) + pL_э I(p) - L_э I(0) + e_r(p),$$

$$t_k < t < t_{k+1}, \quad (8)$$

где t_k, t_{k+1} – моменты коммутации, между которыми коммутационная функция не изменяется.

Решение уравнения (8) относительно тока подвижной катушки ЭДПВПД дает выражение:

$$I(p) = \frac{U_э(p) - L_э p I(0)}{p(R_э + L_э p)}. \quad (9)$$

Допущение о неизменности напряжения в интервале между коммутациями позволяет найти оригинал для изображения (9), дающий выражение мгновенного значения тока подвижной катушки ЭДПВПД на участке между коммутациями:

при $t_k \leq t < t_{k+1}$

$$i(t) = \frac{U_э(t_k, t_{k+1})}{R_э} (1 - e^{-\frac{R_э}{L_э} t}) + i(t_k) e^{-\frac{R_э}{L_э} t}, \quad (10)$$

$$U_э(t_k, t_{k+1}) = \frac{u_n(t_k) + u_n(t_{k+1})}{2} F(t_k) - \frac{e(t_k) + e(t_{k+1})}{2}, \quad (11)$$

где $i(t_k)$ – значение тока подвижной катушки в момент коммутации t_k ; $U_э(t_k, t_{k+1})$ – эквивалентное напряжение на участке между коммутациями; $u_n(t_k), u_n(t_{k+1})$ – мгновенные значения напряжения питания в моменты коммутаций t_k и t_{k+1} ; $e(t_k), e(t_{k+1})$ – мгновенные значения ЭДС движения в моменты коммутаций t_k и t_{k+1} .

Весь расчет производится в следующей последовательности:

- задается гладкая составляющая тока подвижной катушки ЭДПВПД;
- для заданной гладкой составляющей тока подвижной катушки ЭДПВПД по уравнениям (3) и (4) вычисляется ЭДС движения;
- вычисляется переходная характеристика тока подвижной катушки ЭДПВПД;
- с момента перехода тока подвижной катушки ЭДПВПД через ноль по формуле (11) вычисляется значение эквивалентного напряжения;
- для полученного значения эквивалентного напряжения по формуле (10) определяются мгновенные значения тока подвижной катушки ЭДПВПД в интервале $t_k < t < t_{k+1}$.

При формировании тока по заданному закону значение t_{k+1} определится моментом достижения равенства вычисленного мгновенного значения тока одному из заданных граничных значений тока. В режиме прерывистого тока при его снижении значение t_{k+1} определится либо коммутационной функцией, либо моментом достижения током значения ноль; ток в ключах

инвертора определяется произведением тока подвижной катушки ЭДПВПД на коммутационную функцию соответствующего ключа.

Следует отметить, что момент перехода тока через ноль при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения сравнительно просто определяется гладкой составляющей тока относительно гладкой составляющей напряжения (модулирующего сигнала). При формировании тока этот момент определен модулирующим (опорным) сигналом. Значение тока на каждом последующем интервале коммутации определяется суммой значения тока в конце предыдущего интервала $i(t_k)$ и произведения переходной характеристики на значение вычисленного для данного интервала воздействия.

Момент окончания интервала определяет так: для ШИМ – управляющим сигналом, либо моментом достижения током подвижной катушки ЭДПВПД нуля; для режима формирования тока – моментом достижения током значения силы тока в зоне регулирования.

Анализ электромагнитных процессов в системе статический преобразователь – ЭДПВПД при широтно-импульсной модуляции напряжения

В зависимости от аппаратного решения формирование управляющего сигнала при ШИМ осуществляется сравнением задающего сигнала требуемой формы (в частности, синусоидального), взятого по модулю, и опорного – пилообразного или треугольного.

Существует большое количество задач, когда необходимо формирование синусоидального сигнала, поэтому рассмотрим случай, когда в качестве задающего взят сигнал синусоидальной формы. Поскольку опорный сигнал пилообраз-

разной формы является частным случаем опорного сигнала треугольной формы, наиболее часто применяемого в настоящее время, проведем расчет для треугольного опорного сигнала.

На рис. 3 приведены диаграммы сравниваемых задающего и опорного напряжений. За нулевую ординату взята ордината основания модулирующего сигнала.

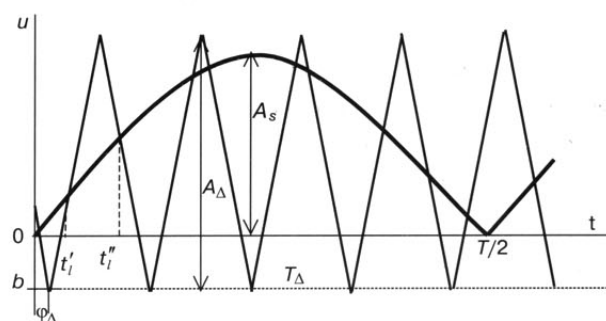


Рис. 3. Диаграммы задающего и опорного напряжений: T – период модулирующего сигнала; $T_Δ$ – период опорного сигнала; A_s – амплитуда модулирующего сигнала; $A_Δ$ – амплитуда опорного сигнала; b – ордината основания опорного сигнала; $φ_Δ$ – сдвиг фазы опорного сигнала относительно модулирующего

Вычисление моментов коммутации

Поскольку при широтно-импульсной модуляции моменты коммутации ключей статического преобразователя определяются моментами равенства задающего сигнала опорному, для определения моментов коммутации необходимо найти множество точек, когда удовлетворяется равенство

$$f_s(t) = f_Δ(t), \quad (12)$$

где $f_s(t)$ – функция модулирующего сигнала; $f_Δ(t)$ – функция опорного сигнала.

Для заданных условий функция опорного сигнала описывается выражениями:

$$\begin{cases} \frac{2A_Δ}{T_Δ} [t - (l-1) \frac{T_Δ}{2} - φ_Δ] + b & \text{при } (l-1) \frac{T_Δ}{2} \leq t \leq l \frac{T_Δ}{2} \\ -\frac{2A_Δ}{T_Δ} [t - (l-1) \frac{T_Δ}{2} - φ_Δ] + (A_Δ + b) & \text{при } l \frac{T_Δ}{2} \leq t \leq (l+1) \frac{T_Δ}{2} \end{cases}, \quad (13)$$

где $l = 1, 2, 3, \dots$ – порядковый номер полупериода опорного сигнала (первый полупериод соответствует восходящему отрезку).

Функция, задающая модулирующий сигнал, представляет собой модуль синусоидальной функции:

$$f_s(t) = A_s |\sin \omega t|. \quad (14)$$

$$A_s \sin \omega t = \begin{cases} \frac{2A_\Delta}{T_\Delta} (t - (l-1)\frac{T_\Delta}{2} - \varphi_\Delta) + b & \text{при } (l-1)\frac{T_\Delta}{2} \leq t \leq l\frac{T_\Delta}{2}, \\ \frac{2A_\Delta}{T_\Delta} (t - (l+1)\frac{T_\Delta}{2} - \varphi_\Delta) + A_\Delta + b & \text{при } l\frac{T_\Delta}{2} \leq t \leq (l+1)\frac{T_\Delta}{2} \end{cases}, 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (15)$$

Для решения уравнения (15) проведем линеаризацию синусоидальной функции в интервалах полупериодов функции опорного сигнала.

Линеаризация синусоидальной функции осуществляется проведением касательной к модулирующей функции в серединах полупериодов опорного сигнала. Уравнение касательной к кривой функции $f_s = A_s \sin \omega t$ в точках

Подставляя выражения (13) и (14) в (11), получим трансцендентное уравнение, решить которое в общем виде не представляется возможным. На полупериоде модулирующего сигнала выражение (14) имеет вид:

$$t_l = T_\Delta(2l - 1)/4 \text{ имеет вид:} \\ y = A_s [\sin \omega t_l + \omega \cos \omega t_l \cdot (t - t_l)]. \quad (16)$$

Подставляя (16) в (15) вместо левой части, получаем выражения для моментов коммутации, соответствующих пересечению кривой модулирующего сигнала с восходящими отрезками опорного сигнала в нечетные полупериоды опорного сигнала:

$$t'_l = \frac{T_\Delta (A_s \omega t_l \cos \omega t_l - A_s \sin \omega t_l + b) - A_\Delta [(l-1)T_\Delta + 2\varphi_\Delta]}{A_s \omega T_\Delta \cos \omega t_l - 2A_\Delta} \quad (17)$$

и для моментов коммутации в четные полупериоды опорного сигнала:

$$t'_l = \frac{T_\Delta (A_s \omega t_l \cos \omega t_l - A_s \sin \omega t_l + b) - A_\Delta [(l-1)T_\Delta + 2\varphi_\Delta]}{A_s \omega T_\Delta \cos \omega t_l - 2A_\Delta}. \quad (18)$$

Определение коммутационных функций

Определение коммутационных функций производим для мостового автономного инвертора напряжения с разделением управления вентилями моста по соответствующим полупериодам формируемого сигнала. Положительная полуволна сигнала формируется управляемыми вентилями VT_1, VT_4 и неуправляемыми вентилями VD_1, VD_4 при закрытых управляемых вентилях VT_2, VT_3 и неуправляемых вентилях VD_2, VD_3 , а отрицательная полуволна формируется вентилями VT_2, VT_3 и VD_2, VD_3 при закрытых вентилях VT_1, VT_4 и VD_1, VD_4 .

В идеальном случае, когда в цепи нагрузки отсутствуют реактивные элементы, коммутация будет происходить в моменты, соответствующие вычисленным согласно формулам (17) и (18). Коммутационная функция будет принимать значения +1 или -1 в четные полупериоды опорного сигнала и ноль - в нечетные полупериоды опорного сигнала. Причем, значение +1 коммутационная

функция принимает при формировании положительной полуволны выходного напряжения, а -1 - при формировании отрицательной полуволны.

При активно-индуктивной нагрузке коммутационная функция будет принимать значения +1, -1 при формировании обоих полупериодов выходного напряжения в режиме непрерывных токов, а в режиме прерывистых токов коммутационная функция будет принимать значения +1, -1 и 0.

Определение коммутационной функции следует начинать с момента перехода гладкой составляющей тока через ноль, вычисленного по методике, изложенной в предыдущем разделе. В момент перехода гладкой составляющей тока через ноль, коммутационная функция примет значение +1 для положительного полупериода и -1 - для отрицательного полупериода, и с этого момента начинается вычисление тока. Если момент перехода гладкой составляющей тока через ноль приходится на момент после выключения, то в этот момент коммутационная функция принимает значение 0, а вычисление тока

начинается со следующего момента коммутации, т.е. когда коммутационная функция принимает значение +1 для положительного полупериода и -1 – для отрицательного. С момента выключения управляемых клапанов ток индуктивности нагрузки протекает через клапаны обратного тока, и коммутационная функция принимает значение, обратное предыдущему. Если за время выключенного состояния управляемых клапанов ток нагрузки упадет до нуля, то коммутационная функция примет значение равное 0. Время уменьшения тока до нуля определяется следующим образом. При выключении клапанов обратного тока к нагрузке прикладывается обратное значение напряжения $F_k = -1$, и ток будет изменяться согласно такому уравнению:

$$i(t) = \frac{U_{\Delta}}{R_{\Delta}} \left(1 - e^{-\frac{R_{\Delta}}{L_{\Delta}} t}\right) + i(t_k) \cdot e^{-\frac{R_{\Delta}}{L_{\Delta}} t}. \quad (19)$$

Приняв значение тока равным нулю и прологарифмировав уравнение (19), получим выражение для определения времени уменьшения тока до нуля:

$$t_0 = \frac{L}{R} \ln \left[1 - \frac{R_{\Delta}}{L_{\Delta}} i(t_k) \right]. \quad (20)$$

Если полученное время t_0 находится в интервале $t'_1 < t_0 < t''_1$, то с момента $t = t_0$ до момента $t = t''_1$ коммутационная функция будет иметь значение 0. Если же полученное время находится в интервале $t''_1 < t_0 < t'_1$, то коммутационная функция сохранит свое значение до момента $t = t'_1$, а затем изменит свой знак.

По окончании положительного полупериода клапаны VT₁ и VT₄ запираются, и управляющее напряжение подается на клапаны VT₂ и VT₃. При этом если энергия, запасенная в индуктивности нагрузочной цепи, значительна, то пока ток не упадет до нуля, коммутационная функция будет иметь значение -1. Это объясняется тем, что до момента достижения током значения 0 ток будет протекать через параллельные клапанам VT₂ и VT₃ клапаны обратного тока VD₂ и VD₃. Время падения тока до нуля определяется выражением (20).

В соответствии с предложенным методом разработан алгоритм вычисления мгновенных значений токов нагрузки, клапанов и источни-

ка питания, позволяющий получить программы расчета электромагнитных процессов, обеспечивающих высокую достоверность результатов.

Расчет электромагнитных процессов в системе статический преобразователь – ЭДВПД при формировании тока по синусоидальному закону

Формирование тока по синусоидальному закону обеспечивается либо сравнением тока нагрузки с двумя опорными сигналами синусоидальной формы, отличающимися друг от друга на величину заданной зоны регулирования, либо с использованием компаратора с заданной релейной характеристикой. И в том, и в другом случае характер изменения тока нагрузки описывается выражением:

$$A_m \sin \omega t + \Delta A \leq i(t) \leq A_m \sin \omega t - \Delta A. \quad (21)$$

При этом коммутационная функция принимает значения:

$$F(t_{k+1}) = \begin{cases} 1 & \text{при } A_m \sin \omega t - i(t) = \Delta A \\ -1 & \text{при } A_m \sin \omega t - i(t) = -\Delta A. \end{cases}$$

Отсюда можно получить выражение для определения момента коммутации t_{k+1} :

$$A_m \sin \omega t - i(t) + F(t_k) \Delta A = 0, \quad (22)$$

при этом $F(t_{k+1}) = -F(t_k)$.

Вычисление тока производим по формуле (10) с учетом формулы (11). Начинать следует с момента $t = 0$, при этом ток принимается равным нулю, так как ток формируется по заданному закону, а коммутационная функция $F_1 = +1$.

Исследование гармонического состава тока подвижной катушки ЭДВПД

Для исследования гармонического состава тока разложим кривую тока в ряд Фурье. Поскольку кривая тока симметрична относительно оси абсцисс при совмещении двух полупериодов во времени $i(t) = -i(t - \pi)$, она содержит только нечетные гармоники:

$$i(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (a_n \cos nt + b_n \sin nt). \quad (23)$$

$$\text{где } a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(t) \cos nt dt, \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(t) \sin nt dt.$$

Для определения коэффициентов ряда Фурье преобразуем выражение тока подвижной катушки (10) на интервале между коммутациями от t_k до t_{k+1} к виду, удобному для интегрирования:

$$i(t) = \frac{u_{\text{ЭК}}}{R_{\text{Э}}} + \left(i_k - \frac{u_{\text{ЭК}}}{R_{\text{Э}}} \right) e^{-\frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}(t-t_k)} \quad (24)$$

Подставляя выражение (24) в (23), получаем уравнения для вычисления коэффициентов ряда Фурье:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^m \left\{ \frac{u_{\text{ЭК}}}{R_{\text{Э}}} (\sin nt_{k+1} - \sin nt_k) + \frac{i_k - \frac{u_{\text{ЭК}}}{R_{\text{Э}}}}{\left(\frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}\right)^2 + n^2} \left[(n \sin nt_{k+1} - \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}} \cos nt_{k+1}) e^{-\frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}(t_{k+1}-t_k)} - (n \sin nt_k - \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}} \cos nt_k) \right] \right\}, \quad (25)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^m \left\{ \frac{u_{\text{ЭК}}}{R_{\text{Э}}} (\cos nt_k - \sin nt_{k+1}) + \frac{i_k - \frac{u_{\text{ЭК}}}{R_{\text{Э}}}}{\left(\frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}\right)^2 + n^2} \left[(n \sin nt_k - \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}} \cos nt_k) e^{-\frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}(t_{k+1}-t_k)} - \left(-\frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}} \sin nt_{k+1} - \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}} \cos nt_{k+1} \right) e^{-\frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}(t_{k+1}-t_k)} \right] \right\}, \quad (26)$$

где m – число коммутаций на полупериоде.

На основании полученных выражений разработан алгоритм расчета гармонического состава тока подвижной катушки.

Анализ гармонического состава формы тока при частотно-токовом управлении (формировании тока подвижной катушки ЭДПВПД) показал, что уровень амплитуд гармонических составляющих (3,5,7), близких к первой, незначителен по сравнению с первой. Поэтому если с точки зрения устойчивости системы нет ограничений, то частотно-токовое управление подвижной катушкой ЭДПВПД является предпочтительным.

С точки зрения устойчивости при формировании широкополосных сигналов более надежны системы с ШИМ. Однако частотные ис-

кажения формируемого сигнала могут оказаться значительными.

Анализ гармонического состава тока подвижной катушки ЭДПВПД сейсмического источника

Рассмотрим порядок расчета гармоник тока подвижной катушки ЭДПВПД при формировании напряжения подвижной катушки ЭДПВПД с ШИМ.

Для трехмассовой модели сейсмического источника изображение приведенного сопротивления механической нагрузки имеет вид (6). Решая совместно (6), (3) и (4) в области изображений, получим следующее выражение изображения ЭДС движения:

$$e_r(p) = Z_m(p) \cdot (Bl)^2 \cdot p \cdot I(p) = \frac{(m_r p^2 + D_r p + k_r) m p^2 - (m_r p^2 + D_r p + k_r)(Dp + k) - (D_r p + k_r)^2 + (m p^2 + Dp + k)(m_r p^2 + D_r p + k_r)(m_r p^2 + D_r p + Dp + D_r p + k_r + k + k_r) - (m_r p^2 + D_r p + k_r)(m_r p^2 + D_r p + Dp + D_r p + k_r + k + k_r)}{-(m p^2 + Dp + k)(D_r p + k_r)^2 - (m_r p^2 + D_r p + k_r)(Dp + k)^2} \cdot (Bl)^2 \cdot p \cdot I(p) \quad (27)$$

Считая, что гладкая составляющая тока имеет синусоидальную форму, переходим из области изображений в частотную область. В нашем случае этот переход осуществляется заменой оператора p на оператор $j\omega$:

$$e_r(j\omega) = \frac{-(-m_r \omega^2 + D_r j\omega + k_r) m \omega^2 - (-m_r \omega^2 + D_r j\omega + k_r) - (-m \omega^2 + D j\omega + k) \cdot (-m_r \omega^2 + D_r j\omega + k_r) - (D j\omega + k) - (D_r j\omega + k_r)^2 + (-m_r \omega^2 + D_r j\omega + k_r) \cdot (-m_r \omega^2 + D_r j\omega + D j\omega + D_r j\omega + k_r + k + k_r) - (-m \omega^2 + D j\omega + k) \cdot (-m_r \omega^2 + D_r j\omega + D j\omega + D_r j\omega + k_r + k + k_r)}{(D_r j\omega + k_r)^2 - (-m_r \omega^2 + D_r j\omega + k_r)(D j\omega + k)^2} \cdot (Bl)^2 \cdot j\omega \cdot I(\omega) \quad (28)$$

На основании уравнения (28) получаем значения амплитуды ЭДС для соответствующей частоты и ее фазы:

$$E_{rm} = |e_r(j\omega)|,$$

$$\varphi = \arg e_r(j\omega).$$

С помощью выражений (17) и (18) вычисляем моменты коммутации для ШИМ по синусоидальному закону.

На основании выражения (11) вычисляем эквивалентные напряжения для соответствующих интервалов и затем определяем мгновенные значения токов. Для полученных значений токов, используя уравнения (25) и (26), вычисляем коэффициенты ряда Фурье.

На рис. 4, 5 представлены графики зависимости гармонических составляющих от соотношения амплитуд модулирующего и опор-

ного треугольного сигнала и смещения треугольного сигнала относительно нуля.

На графиках приведены значения отношения амплитуд высших гармонических составляющих к амплитуде первой гармонической составляющей тока подвижной катушки.

Из графиков видно, что отношение амплитуд зависит не только от приведенной постоянной времени цепи подвижной катушки ЭДПВПД, но и от глубины модуляции и величины смещения опорного треугольного сигнала относительно оси абсцисс.

Проведенный анализ позволил разработать способ управления напряжением питания подвижной катушки ЭДПВПД при ШИМ, обеспечивающий минимум частотных искажений тока, суть которого заключается в следующем. При

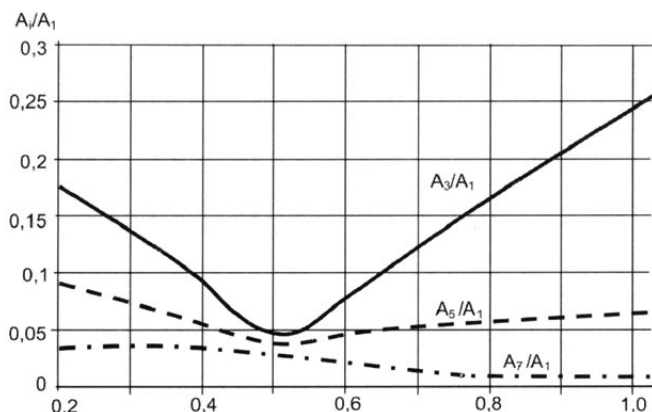


Рис. 4. Зависимости амплитуд гармонических составляющих

от амплитуд модулирующего и опорного треугольного сигналов:

— — — — — отношение амплитуды третьей гармоники к первой; — — — — — отношение амплитуды пятой гармоники к первой; - . - . - . - отношение амплитуды седьмой гармоники к первой

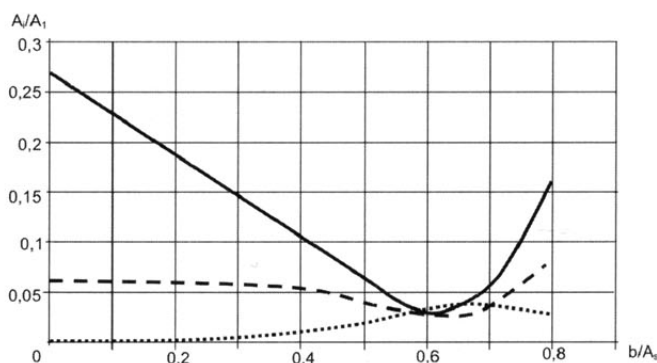


Рис. 5. Зависимости амплитуд гармонических составляющих

от смещения опорного треугольного сигнала относительно нуля:

— — — — — отношение амплитуды третьей гармоники к первой; — — — — — отношение амплитуды пятой гармоники к первой; - . - . - . - отношение амплитуды седьмой гармоники к первой

ШИМ напряжения питания подвижной катушки ЭДПВПД по синусоидальному закону на основании предварительного гармонического анализа выбирают амплитуду опорного сигнала и его смещение относительно оси абсцисс таким образом, чтобы обеспечить минимум высших гармонических составляющих.

На практике этот способ может быть довольно просто решен эмпирически в процессе настройки прибора.

Применение предложенного способа при управлении вибрационными сейсмическими источниками ЭДВИС-1 и ЭДВИС-2 позволило значительно снизить частотные искажения возбуждаемых сейсмических сигналов.

Заключение

По результатам проведенных исследований можно отметить следующее.

1. Разработан метод анализа электромагнитных процессов в системе «статический преобразователь напряжения-электродинамический преобразователь возвратно-поступательного движения», позволяющий значительно упростить процесс анализа электромагнитных процессов и сократить затраты времени при расчетах.
2. Разработаны алгоритмы и программы расчета электромагнитных процессов при различных законах управления.
3. Проведен анализ гармонических составляющих тока подвижной катушки ЭДПВПД при различных способах управления, в результате которого установлены экстремальные зависимости амплитуд высших гармонических составляющих.
4. На основании результатов гармонического анализа предложен способ управления напряжением питания подвижной катушки ЭДПВПД сейсмического источника при ШИМ напряжения.

Предложенный метод анализа электромагнитных процессов в системе статический преобразователь – ЭДПВПД упрощает процесс анализа и будет полезен в инженерной прак-

тике и учебном процессе при проектировании вибрационных систем различного назначения.

Список литературы

1. Ряшенцев Н.П., Ковалев Ю.З. Динамика электромагнитных импульсных систем. – Новосибирск: Наука СО, 1974. – 187 с.
2. Глазенко Т.А., Гончаренко Р.Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. – Л.: Энергия, 1969. – 184 с.
3. Добрускин В.А., Рождественский А.Ю. Потери в регулируемом асинхронном электроприводе с автономным инвертором напряжения // Исследования специальных электрических машин и машинно-вентильных систем. Томск, 1981. С. 107–109.
4. Глазунов В.Ф., Пикунов В.В., Митрофанов А.С. Системный подход к оценке потерь в синхронном микроэлектроприводе // Электротехника. 2005. №11. С. 52–55.
5. Черевко А.И., Гаврилов Д.А. Математическая модель автономного инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля в Matlab-Simulink // Электротехника. 2005. №11. С. 31–40.
6. Кириенко В.П., Стрелков В.Ф. Регулятор напряжения импульсного источника электропитания радиолокационной станции // Электротехника. 2005. №7. С. 49–54.
7. Слепцов Н.Н., Дроздов Б.В. Широтно-импульсная модуляция. Анализ и применение в магнитной записи / Под ред. А.А. Булгакова. – М.: Энергия. – 1978 с.
8. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты / А.А. Алексанян, Р.Х. Баляян, М.А. Сиверс и др. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1989. – 176 с.
9. Певзнер А.А. Метод расчета электромагнитных процессов в системе автономный инвертор напряжения – электродинамический вибровозбудитель // Сборник научных трудов Сургутского государственного университета. Вып. 5. Физико-математические и технические науки. Сургут: Изд-во Сургут. ун-та, 2000. С. 149–156.