

# Преобразователь для индукционного нагрева концов заготовок

под пластическую деформацию  
и объемно-поверхностной закалки шлицевых валов

**При сквозном нагреве и индукционной термической обработке ферромагнитных деталей из-за высокой добротности системы «индуктор – нагреваемое тело» практически всегда требуется компенсация реактивной мощности с помощью специальных батарей конденсаторов. Как правило, именно это обеспечивает заданные энергетические показатели установок.**

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi@mail.uln.ru

В ряде случаев также необходимо дополнительное согласование нагрузки с источником электропитания, которое осуществляется различными способами, в том числе и применением согласующих высокочастотных трансформаторов. Однако компенсирующие батареи и согласующие трансформаторы существенно усложняют индукционные установки, делают их более дорогостоящими и могут снижать надежность работы и, в том числе, энергетические характеристики установок. То есть легко можно получить и прямо противоположный результат. Иногда расчетная мощность источника электропитания индукционной установки, а следовательно, ее стоимость неоправданно завышаются, состав элементов, компенсирующие и согласующие элементы не оптимизируются, а просто устанавливаются с учетом «общепринятых рекомендаций».

Например, на практике имел место случай, когда за «оптимальную технологию» поверхностной закалки зубьев (длина 80 мм) зубчатых колес большого диаметра малого модуля ( $M = 10$  мм) одновременным способом (зуб за зубом) на машиностроительном предприятии выдавался нагрев от лампового генератора мощностью 160 кВт на частоте 66 кГц. При этом потребляемая от сети энергия в течение рабочей смены практически в полном объеме, как легко догадаться, расходовалась в «согласующем» трансформаторе и «компенсирующей» батарее (необходимая мощность источника здесь составляет всего несколько киловатт). Интересна также недавно состоявшаяся в одном из отраслевых институтов дискуссия «о величине коэффициента полезного действия» установки для поверхностной закалки непрерывно-последовательным способом тех же зубьев шестерен малых модулей от транзисторного преобразователя мощностью 50 кВт и частотой 100 кГц с выходным согласующим трансформатором и од-

новитковым индуктором, который рекламировался как «очень высокий». Между тем требуемая мощность для осуществления этого конкретного технологического процесса должна была бы быть не более одного киловатта.

Можно привести и другие подобные примеры. Не обобщая, отметим только, что если имеется возможность отказаться от согласующего высокочастотного трансформатора, например за счет использования многовиткового или даже многослойного индуктора, эту возможность рекомендуется реализовать. Выбор между одно- и многовитковым индуктором следует делать в пользу многовиткового. В установках индукционного нагрева малой мощности (десятки киловатт) средней частоты (единицы килогерц) в некоторых случаях можно отказаться и от использования батарей компенсирующих конденсаторов. Любое техническое решение, как известно, представляет собой компромисс между желаемым результатом и возможностями его практического достижения. И этот компромисс должен быть обоснованным.

Шлицевые валы, в частности, используются в карданных передачах (КП) автомобильных транспортных средств (ТС). КП представляют собой узлы для передачи крутящего момента от одного агрегата ТС к другому, оси валов отбора мощности которых не совпадают и могут менять свое взаимное расположение [1–4]. В состав КП наряду с карданными валами входят шарниры — кинематические вращательные пары, предназначенные для соединения валов с пересекающимися осями и обеспечения возможности передачи крутящего момента под переменным углом. Карданные шарниры разделяются на синхронные (равных угловых скоростей или ШРУС) и асинхронные (неравных угловых скоростей). ШРУС передают крутящий момент от двигателя к ступицам привода ведущих колес и являются

важнейшим элементом трансмиссии автомобиля, от которого зависит удобство эксплуатации, надежность и безопасность ТС. Применяются несколько типов ШРУС (шариковые, роликовые, дисковые, жесткие, универсальные). Серийный ШРУС шарикового типа (жесткий) полноприводных автомобилей-внедорожников семейства УАЗ представляет собой довольно сложный агрегат с высокой трудоемкостью изготовления и сборки [5]. Он состоит из двух шлицевых валов (сталь 27ХГР, ГОСТ 4543-71) с вилками на концах, соединенных посредством четырех периферийных (диаметром 25,32–25,50 мм) и одного центрального (диаметром 26,988<sub>-0,05</sub> мм) ведущих шариков, устанавливаемых в выполненные специальным образом криволинейные канавки (пазы) вилок. Ведущие шарики и криволинейные канавки вилок ШРУС должны изготавливаться с высокой точностью. При эксплуатации необходимо тщательно контролировать износ ведущих шариков и боковых стенок канавок. Даже незначительный износ может привести к «выпадению» шариков и выходу узла (и привода колес) из строя.

Разработана альтернативная конструкция ШРУС шарового типа [6–9]. Новая конструкция оказалась очень эффективной. ШРУС шарового типа имеет высокую надежность работы, а конструкция обеспечивает не критичность к «малому» износу элементов. Он содержит одно опорно-центрирующее звено (шар диаметром 80,0 мм) с двумя кольцевыми взаимно перпендикулярными пазами одинакового размера, симметричными относительно плоскостей, проходящих через центр шара, и два шлицевых вала (диаметром 30,5 мм) с вилками на концах (рис. 1). Левый и правый ШРУС отличаются только длиной шлицевых валов, имеющих аналогичную конструкцию. В процессе сборки вилки шлицевых валов просто вставляются в пазы опорно-центрирующего звена, чем и обеспечивается зацепление частей ШРУС. Максимальный угол поворота ШРУС новой конструкции составляет 33 градуса. Предельно допустимый крутящий момент, передаваемый шарниром, для заданного веса агрегата, диаметра и длины валов может достигать 3500 Нм (серийным — 1370 Нм).

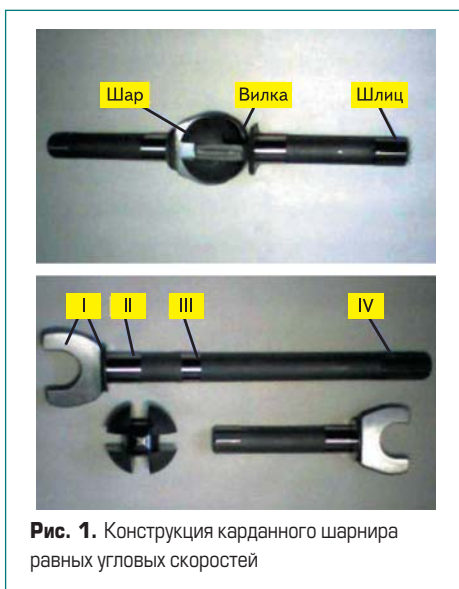


Рис. 1. Конструкция карданного шарнира равных угловых скоростей

При изготовлении частей нового ШРУС используется целый ряд технологических операций нагрева под пластическую деформацию и индукционной термической обработки (объемно-поверхностная закалка, отпуск) с целью упрочнения поверхностей. Нагрев под пластическую деформацию необходим при накатке шаров ШРУС и заготовок шлицевых валов (вилка, шлицевая часть, шейка). Закалке одним и тем же способом подвергают части шлицевых валов, отмеченные на рис. 1 (позиции I–IV).

Средняя мощность источника электропитания, необходимая для нагрева индукционным способом заготовки с эквивалентной массой  $m$ , может быть оценена из выражения

$$P = a \times c (K_2 - K_1) \times m \times \tau^{-1}, \quad (1)$$

где  $c$  — средняя теплоемкость материала;  $K_1$ ,  $K_2$  — начальная и конечная температуры нагрева соответственно;  $\tau$  — время нагрева;  $a$  — эмпирический безразмерный коэффициент ( $a > 1$ ), учитывающий потери энергии в системе (неадиабатичность процесса).

При индукционном нагреве основная энергия выделяется в слое материала, называемом глубиной проникновения  $\Delta$ . Для эффективного нагрева с высоким термическим коэффициентом полезного действия (КПД) необходимо, чтобы глубина проникновения  $\Delta$  была меньше в несколько раз некоторого (характеристического) размера нагреваемой заготовки. Глубина проникновения  $\Delta$  различна (для заданной частоты) для разных материалов. Известна полуэмпирическая формула для ее вычисления:

$$\Delta = b (\rho \mu^{-1} f^{-1})^{0,5}, \quad (2)$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление материала;  $\mu$  — магнитная проницаемость;  $f$  — частота тока;  $b$  — числовой безразмерный коэффициент (определяется принятой системой единиц). Глубина проникновения  $\Delta$  не остается постоянной, так как в ходе нагрева меняются физические свойства материала ( $\rho$ ,  $\mu$ ). Особенно сильно (в 10 и более раз) изменяется глубина проникновения  $\Delta$  при нагреве ферромагнитных материалов выше температуры потери магнитных свойств, что обусловлено значительным падением магнитной проницаемости  $\mu$  при переходе через точку Кюри.

Примененная в разработанной технологии объемно-поверхностная закалка представляет собой эффективный технологический процесс, который осуществляется на более низкой частоте и при несколько более низких объемных удельных мощностях  $p$ , чем высокочастотная поверхностная закалка (ТВЧ):

$$p = PS^{-1} \Delta^{-1}, \quad (3)$$

где  $S$  — площадь закаливаемой поверхности;  $\Delta$  — глубина проникновения для нагретого (выше точки Кюри) материала. При объемно-поверхностной закалке достигается оптимальное распределение твердости от поверхности к основной массе металла по сравнению с поверхностной закалкой ТВЧ или, например, хими-

ко-термической обработкой (цементация). На поверхности стальных деталей образуется мартенсит (до 60 HRC), а в сердцевине — сорбит или троостит, так как здесь скорость охлаждения ниже критической, что значительно упрочняет основную массу детали (30–40 HRC). Следует отметить, что время нагрева  $\tau$  при объемно-поверхностной закалке по сравнению с ТВЧ несколько увеличивается (10–30 с). Но это увеличение в целом незначительно. Приведенный здесь параметр объемной удельной мощности  $p$  является более удобным (чем обычно используемый фактор удельной поверхностной мощности  $p^*$ ), так как позволяет сравнивать технологические процессы, осуществляемые на различных частотах. При объемно-поверхностной закалке масса  $m$  нагреваемого тела для выражения (1) оценивается по формуле

$$m = \gamma S \Delta, \quad (4)$$

где  $\gamma$  — плотность материала заготовки.

Масса нагреваемой детали  $m$  и конечная температура нагрева  $K_2$  определяют (в основном) требуемую для осуществления заданного технологического процесса мощность источника питания установки.

Как можно видеть, сквозной нагрев ( $T_2 = 1250$  °C) и закалка ( $T_2 = 780$  °C) для данной технологии изготовления ШРУС, в принципе, требуют различных мощностей и частот источника питания индуктора.

Универсальный преобразователь частоты ТСПЧ-30-0,3-1,0/2,4/4,0-УХЛ4-1 выполнен на выходную номинальную мощность 30 кВт и имеет 3 рабочие (фиксированные) частоты: 1,0 кГц (периодический сквозной нагрев заготовок для накатки шаров); 2,4 кГц (сквозной нагрев заготовок валов) и 4 кГц (объемно-поверхностная закалка).

Схема преобразователя с явно выраженным звеном постоянного тока (рис. 2) содержит трехфазный мостовой, полностью управляемый регулируемый тиристорный выпрямитель (VS1–VS6), индуктивный фильтр (L1) и автономный полумостовой транзисторный инвертор напряжения (VT1, VT2, VD1, VD2, C1–C4) с квазирезонансной коммутацией [10–12]. На выходе выпрямителя включен нулевой вентиль VD3. Общая точка фильтров конденсаторов C1 и C2 в устройстве соединена с корпусом («землей»), то есть один из выводов индуктора L2 заземлен, что обеспечивает выполнение нормативных требований к установкам данного типа [13]. Параллельно транзисторам VT1, VT2 в инверторе включены коммутирующие конденсаторы C3, C4 сравнительно небольшой емкости (около

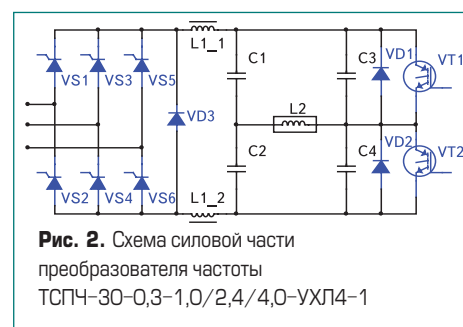


Рис. 2. Схема силовой части преобразователя частоты ТСПЧ-30-0,3-1,0/2,4/4,0-УХЛ4-1

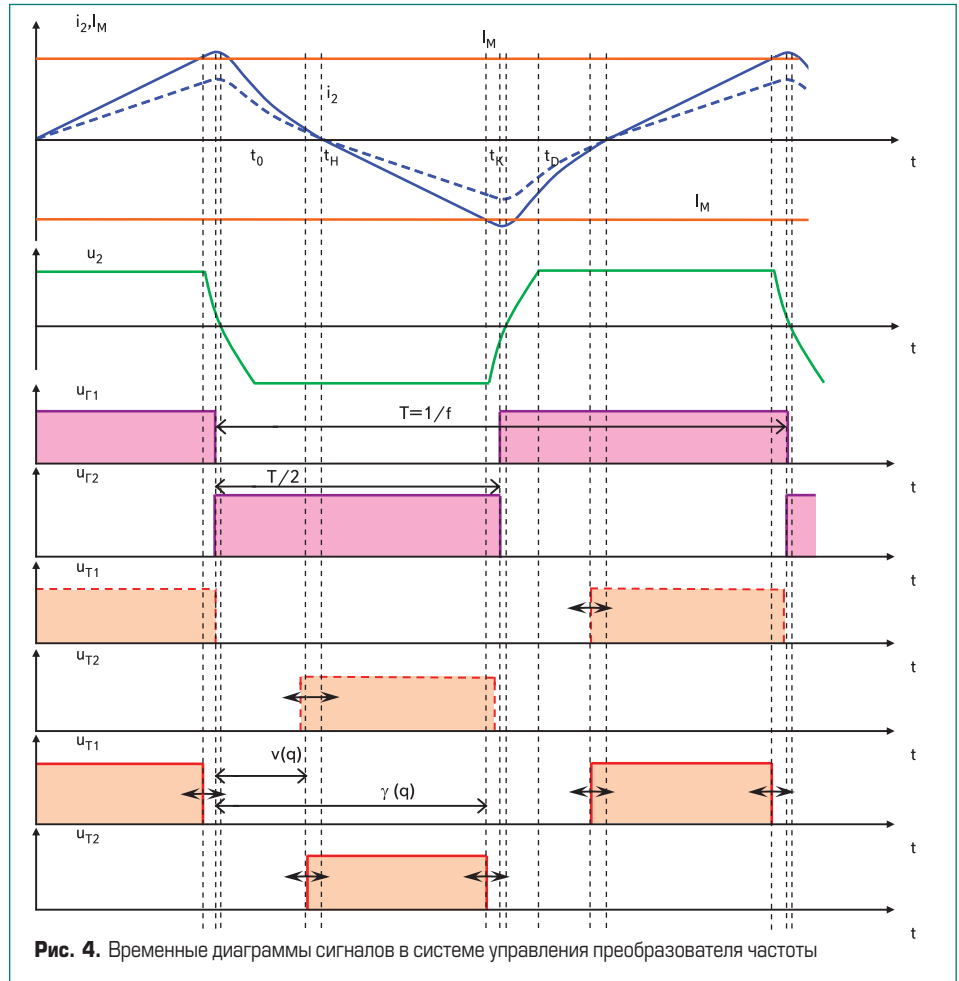


**Рис. 3.** Универсальный преобразователь частоты для индукционного нагрева на мощность 30 кВт и частоту до 4 кГц

2 мкФ). Конденсаторы  $C_3, C_4$  обеспечивают режим квазирезонансной коммутации. Включение транзисторов  $VT_1, VT_2$  инвертора осуществляется при нулевом токе и нулевом напряжении на них (в интервалах проводимости встречно-параллельных диодов  $VD_1, VD_2$ ), а выключение — при нулевом напряжении. Используется метод двухсторонней релейно-импульсной модуляции (управления) [14–17].

Особенность приведенной схемы — это отсутствие компенсирующей батареи и согласующего трансформатора, что вызвано именно необходимостью создания универсального, экономичного, наиболее простого и надежного устройства, имеющего низкую стоимость установленных элементов, которое легко согласуется с различными видами используемых индукторов. Преобразователь частоты ТСПЧ-30-0,3-1,0/2,4/4,0-УХЛ4-1 имеет шкаф (рис. 3), размерами  $600 \times 600 \times 1400$  мм и весом 275 кг. Охлаждение шкафа — принудительное воздушное. Питание преобразователя частоты осуществляется от промышленной трехфазной сети 380 В, 50 (60) Гц.

Насколько данное техническое решение является оправданным, можно оценить следующим образом. Так как номенклатура нагреваемых заготовок и диапазоны частот достаточно широкие, а сами рабочие частоты — сравнительно низкие, целесообразнее использовать схему преобразователя частоты с инвертором напряжения. Компенсация реактивной составляющей мощности нагрузки в данном случае возможна только на первичной стороне согласующего высокочастотного трансформатора (низкие частоты). Следовательно, трансформатор должен будет иметь мощность, в несколько раз превышающую активную мощность нагрузки. Согласующий трансформатор



**Рис. 4.** Временные диаграммы сигналов в системе управления преобразователя частоты

также увеличит общую добротность системы, что потребует дополнительной компенсации. При этом КПД высокочастотного согласующего трансформатора не может быть более 0,5, а электрический КПД одновиткового индуктора — более 0,4. Потери в компенсирующей емкости составят 10–15% от полезной энергии нагрузки. Стоимость высокочастотного трансформатора и компенсирующей батареи будет сравнима с ценой преобразователя.

Последовательная компенсация изменит и режим работы инвертора (переведет его в согласованный режим), что ухудшит управляемость и усложнит алгоритм управления преобразователя частоты. В результате преобразователь необходимо будет выполнить на большую (в несколько раз) выходную мощность. КПД же многовиткового индуктора в несколько раз выше КПД одновиткового индуктора (или индуктора с малым числом витков). Естественно, при отсутствии компенсации для инвертора потребуется использовать транзисторы и диоды на большие токи. Потери в них также увеличатся. Однако цена комплекта даже сильноточных вентилях составляет менее 5% от цены преобразователя частоты. Таким образом, получаем энергетически выгодную (более экономичную) систему, цена которой в несколько раз ниже цены варианта реализации с компенсирующей батареей и высокочастотным трансформатором.

При работе устройства транзисторы  $VT_1, VT_2$  включаются поочередно с заданной частотой  $f$ . Через нагрузку (индуктор)  $L_2$  протекает переменный ток квазитреугольной формы. При релейно-импульсном управлении ин-

вертором напряжения момент включения  $t_H$  транзисторов  $VT_1, VT_2$  задается (рис. 4) электромагнитными процессами в цепи коммутации, а момент выключения  $t_K$  определяется временем (синхронизируется с опорным временным сигналом управления  $u_T$ ):

$$t_H = t_0 + v(q); \tag{5}$$

$$t_K = t_0 + (T/2), \tag{6}$$

где  $t_0$  — начало периода;  $v$  — временной интервал задержки включения вентилях относительно фронта опорного временного сигнала;  $q$  — вектор параметров состояния;  $T$  — период выходной частоты ( $T = 1/f$ ) инвертора.

Таким образом, осуществляется модуляция фронта импульсов управления  $u_{T1}, u_{T2}$  транзисторов  $VT_1, VT_2$  в функции параметров состояния ( $q$ ) системы «преобразователь — нагрузка». Интервал проводящего состояния транзисторов  $VT_1, VT_2$  составляет менее половины периода  $T$  выходной частоты устройства, то есть они работают с паузой  $v(q)$ .

Включение соответствующего транзистора  $VT_1$  или  $VT_2$  (подача сигнала управления  $u_{T1}, u_{T2}$ ) происходит не ранее момента полного разряда коммутирующего конденсатора  $C_3$  или  $C_4$ , шунтирующего этот транзистор, то есть когда мгновенное напряжение  $u_T(t)$  на транзисторе практически равно нулю:

$$u_T(t_H) \approx 0. \tag{7}$$

Указанный момент приходится на интервал времени после начала ( $t_D$ ) проводимости

встречно-параллельных диодов  $VD1, VD2$ . В интервале проводимости встречно-параллельных диодов  $VD1, VD2$  к транзисторам  $VT1, VT2$  прикладывается небольшое отрицательное напряжение, равное падению напряжения  $u_D(t)$  на соответствующем диоде ( $VD1, VD2$ ). Разряд коммутирующих конденсаторов  $C3, C4$  осуществляется за счет энергии, накопленной в электромагнитном поле индуктора  $L2$  на предыдущем интервале проводимости смежного транзистора ( $VT2$  или  $VT1$  соответственно).

При превышении мгновенным значением тока нагрузки  $i_2(t)$  заданного уровня тока  $I_M$  (наброс нагрузки) происходит отключение работающего транзистора  $VT1$  или  $VT2$ :

$$i_2(t_K) = I_M; \tag{8}$$

$$t_K = t_0 + \gamma(q), \tag{9}$$

$$\gamma(q) < T/2, \tag{10}$$

где  $\gamma$  — временной интервал между моментом включения соответствующего транзистора  $VT1$  или  $VT2$  и моментом достижения мгновенным током  $i_2(t)$  нагрузки  $L2$  (током  $i_T(t)$  транзистора) заданного уровня максимального тока  $I_M$ .

Таким образом, при значительном набросе нагрузки производится дополнительная модуляция среза импульсов управления  $u_{T1}, u_{T2}$  транзисторов  $VT1, VT2$  (режим двухсторонней релейно-импульсной модуляции).

После выключения очередного транзистора  $VT1$  или  $VT2$  ток  $i_2(t)$  через индуктор  $L2$  некоторое время продолжает возрастать по колебательному закону за счет наложения токов заряда параллельного коммутирующего конденсатора  $C3$  или  $C4$  и разряда смежного с ним коммутирующего конденсатора ( $C4$  или  $C3$ ), который исходно заряжен приблизительно до полного напряжения на выходе выпрямителя  $u_B$ , то есть до удвоенного напряжения на конденсаторах фильтра  $C1, C2$ . Так как емкости  $C3, C4$  коммутирующих конденсаторов  $C3, C4$  значительно меньше емкостей  $C1, C2$  фильтровых конденсаторов  $C1, C2$ , ток  $i_2(t)$  через индуктор  $L2$  в интервале паузы  $v(q)$  возрастает незначительно. Интервал паузы  $v(q)$  фактически соответствует интервалу коммутации. После того, как мгновенные напряжения на коммутирующих конденсаторах  $C3, C4$  (следовательно, напряжения  $u_T(t)$  на транзисторах) станут равными, ток  $i_2(t)$  через индуктор  $L2$  начнет снижаться также по колебательному закону до момента включения ( $t_D$ ) очередного встречно-параллельного диода  $VD2, VD1$ . Используемый инвертор имеет характеристики инвертора напряжения, поэтому выполняется условие:

$$v(q) \ll T. \tag{11}$$

Для обеспечения колебательного характера электромагнитных процессов в интервалах коммутации  $v(q)$  параметры элементов преобразователя частоты для всех режимов его работы на изменяющуюся индукционную нагрузку удовлетворяют соотношению:

$$r < 2 (L_2 \{C_3 + C_4\}^{-1})^{0.5}, \tag{12}$$

где  $r$  — эквивалентное активное сопротивление в контуре коммутации инвертора, приблизительно равное эквивалентному активному сопротивлению индуктора  $L2$ , характеризующему потреблению нагрузкой активной мощности.

Нагрузка инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией для всех режимов его работы не должна быть меньше некоторой минимальной величины, определяемой из условия:

$$i_2(t_K)^2 (L_2 - \pi r \{L_2 [C_3 + C_4]\}^{0.5}) \geq 4^{-1} u_B^2 \times (C_3 + C_4). \tag{13}$$

При существенном сбросе нагрузки возможен переход инвертора напряжения в режим жесткой коммутации, так как энергии, накопленной в электромагнитном поле индуктора  $L2$  на предыдущем интервале работы, окажется недостаточно для разряда коммутирующих конденсаторов  $C3$  или  $C4$  в текущем интервале коммутации  $v(q)$ .

На рис. 5 приведены осциллограммы сигналов на элементах схемы инвертора напряжения с квазирезонансной коммутацией, иллюстрирующие электромагнитные процессы в реальном устройстве. Обозначения на рис. 5 соответствуют ранее принятым обозначениям (рис. 4). Действительно, в инверторе напряжения с квазирезонансной коммутацией и управлением по методу релейно-импульсной модуляции включение транзисторов  $VT1, VT2$  осуществляется при нулевых значениях

тока  $i_T(t)$  и напряжения  $u_T(t)$  на них, а выключение — при нулевом значении напряжения  $u_T(t)$ . Встречно-параллельные диоды  $VD1, VD2$  включаются при максимальном токе  $i_D(t)$  и нулевом напряжении  $u_D(t) = u_T(t)$ , а выключаются — при нулевом токе  $i_D(t)$  и нулевом напряжении  $u_D(t)$ . Максимальное прямое напряжение  $u_T(t)$  на транзисторах  $VT1, VT2$  и максимальное обратное напряжение  $u_D(t)$  на диодах  $VD1, VD2$  равно напряжению источника питания инвертора ( $u_T(t) = u_D(t) < u_B$ ) или, что то же самое, удвоенному напряжению на конденсаторах фильтров ( $C1, C2$ ). Максимальный ток через транзисторы  $VT1, VT2$  протекает в момент их выключения  $i_T(t) = i_T(t_K)$ . Максимальный же ток в нагрузочной цепи  $i_2(t)$  имеет место в момент равенства мгновенных напряжений на коммутирующих конденсаторах  $C3, C4$ , то есть в интервале паузы  $v(q)$ .

Необходимо отметить, что рассматриваемый инвертор напряжения с квазирезонансной коммутацией наряду с важными положительными свойствами имеет и недостаток, заключающийся в возможности возникновения при работе резонансных высокочастотных колебаний между коммутирующими конденсаторами  $C3, C4$  и паразитными индуктивностями монтажных соединений. Эти колебания отчетливо видны, например, на приведенных осциллограммах токов вентильных ячеек инвертора напряжения для одного из режимов работы (рис. 5). Контурь указанных высокочастотных колебаний включают конденсато-

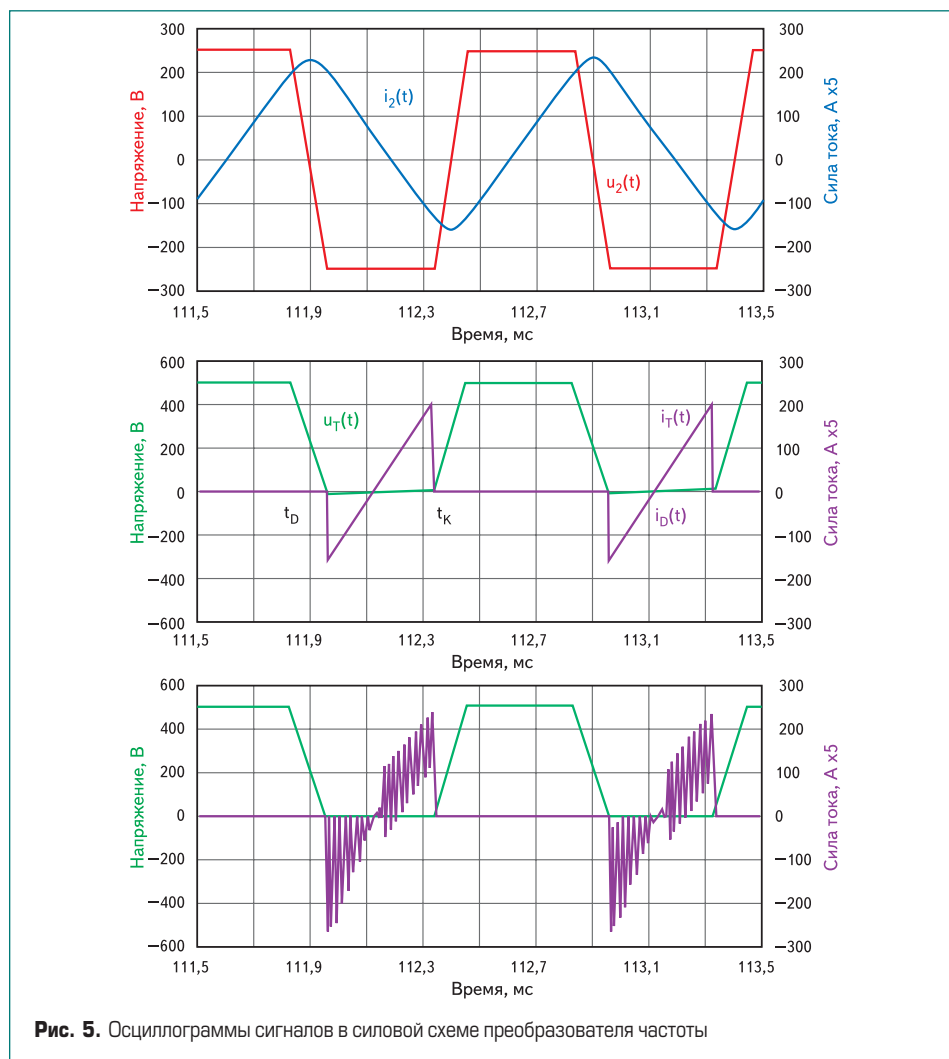


Рис. 5. Осциллограммы сигналов в силовой схеме преобразователя частоты



Таблиц

Технологический процесс	$\tau_1, c$	$\tau_2, c$	$\tau_3, c$	$\tau_4, c$
Накатка шара	8	98	0,7	7
Нагрев конца заготовки	8	75	0,7	6
Закалка поверхности вилки	6	20	0,6	4
Закалка шлиц	6	15	0,6	4
Закалка шейки	6	12	0,6	6

ры фильтров  $C1, C2$ , коммутирующие конденсаторы  $C3, C4$  и вентиляльные ячейки  $VT1, VD1$  и  $VT2, VD2$ . На осциллограммах напряжения  $u_2(t)$  и тока  $i_2(t)$  в нагрузочной цепи ( $L2$ ) и на осциллограммах напряжений  $u_T(t)$  на вентиляльных ячейках и коммутирующих конденсаторах  $C3, C4$  высокочастотные колебания токов, как правило, не отмечаются. Поэтому их довольно трудно выявить и исключить. В результате, несмотря на относительно широкое в настоящее время распространение схемотехники инверторов напряжения с квазирезонансной коммутацией, в известных литературных источниках этот недостаток, тем не менее, нигде не упоминается и не рассматривается. Высокочастотные колебания токов существенно ухудшают режимы работы транзисторов и диодов инвертора напряжения и легко могут привести к выходу их из строя. Исключение или снижение амплитуды высокочастотных колебаний токов обеспечивается соотношением параметров элементов силовой схемы инвертора напряжения, а также специальными конструкторскими и технологическими приемами.

Емкости  $C_1, C_2$  фильтровых конденсаторов  $C1, C2$  в инверторе напряжения с квазирезонансной коммутацией выбирались из расчета 700 мкФ на 1 кВт мощности устройства. При наборе фильтров использованы силовые электролитические конденсаторы (330 мкФ, 450 В), соединяемые параллельно в две батареи  $C1, C2$  необходимой емкости. Емкости  $C_1, C_2$  фильтров, как видно, сравнительно велики. В результате напряжение на входе инвертора практически идеально сглажено.

Дроссель фильтра  $L1$  имеет индуктивность около 2 мГн. Он конструктивно состоит из двух одинаковых дросселей ( $L1.1$  и  $L1.2$ ), соединенных в цепь питания инвертора напряжения последовательно.

Выпрямитель преобразователя частоты ТСПЧ-30-0,3-1,0/2,4/4,0-УХЛ4-1 выполнен на оптодисторных модулях МТОТО-80-12, а инвертор — на транзисторных модулях (IGBT) типа М2ТКИ-600-12.

Для закалки поверхностей вилок применяется электрически изолированный двухслойный профильный индуктор (с неполным заполнением слоев), обеспечивающий равномерный одновременный нагрев поверхностей вилок и упорного бурта (поз. I, рис. 1). В остальных случаях использовались многовитковые катушки цилиндрической формы из медной трубки сортамента 5×0,8 мм (марка М1, ГОСТ 859-78). Все катушки индукторов охлаждаются водой.

При изготовлении индукторов витки изолируются друг от друга липкой лентой из стеклолакоткани 15×0,15 мм (марка ЛСКЛ-155,

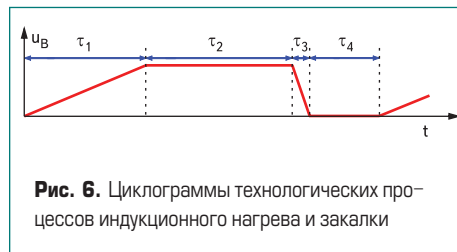


Рис. 6. Циклограммы технологических процессов индукционного нагрева и закалки

ГОСТ 10156-78). Стеклолакоткань ЛСКЛ-155 накладывается на медную трубку радиальной намоткой с перекрытием не менее чем на 1/3 ширины ленты. Катушки индукторов подвергаются также вторичной вакуумной пропитке кремнийорганическим лаком, вакуумной сушке и обмазке жаростойкой мастикой (Триумф, ТУ 5772-005-43106111-02). Для дополнительной электрической и термической изоляции, а также для обеспечения механической прочности и гидроизоляции внутри индукторов устанавливаются специальные гильзы из термостойкой (оксидной) керамики с толщиной стенки около 4 мм.

Особенность работы новой индукционной установки — высокая цикличность. В смену выполняется до 900 полных циклов (рис. 6) нагрева, что соответствует 20–21 тыс. циклов нагрева в месяц. Временные параметры циклограмм технологических процессов (в секундах) приведены в таблице.

Регулирование выходной мощности (времени нагрева  $\tau$ ) в установке производится регулированием напряжения  $u_B$  на выходе выпрямителя фазовым способом. Для обеспечения высокого коэффициента мощности и снижения пульсаций выпрямленного напряжения  $u_B$  при глубоком фазовом регулировании в схему преобразователя частоты включен нулевой вентиль  $VD3$ .

При каждом включении установки и цикле нагрева осуществляется автоматический подъем выходного напряжения  $u_B$  выпрямителя от нулевого до максимального уровня в течение заданного интервала времени  $\tau_1$  (6–8 с). Установка обеспечивает возможность изменения интервала  $\tau_1$  в широких пределах. Собственно нагрев осуществляется в интервале времени  $\tau_2$ . Длительность интервала нагрева  $\tau_2$  задается оператором (по нажатию педали управления или включению тумблера на пульте), либо автоматически — установкой таймера с пульта управления преобразователя. В интервалах  $\tau_1$ – $\tau_3$ , когда на индукторе  $L2$  имеется рабочее напряжение ( $u_2$ ), исключается возможность контакта оператора с частями нагреваемой детали, что обеспечивается конструкцией установки. Последний интервал в циклограммах  $\tau_4$  не зависит от режима работы преобразователя частоты и определяется длительностью вспомогательных операций (извлечение детали из индуктора, установка новой детали).

Разработанная индукционная установка успешно эксплуатируется в промышленных условиях более двух лет. За указанное время не было ни одного случая выхода преобразователя частоты ТСПЧ-30-0,3-1,0/2,4/4,0-УХЛ4-1 из строя (отказа частей установки) по какой-либо причине, что подтвердило правильность выбранных схемотехнических, конструкторских и технологических решений.

## Литература

- ОСТ 37.001.214.79. Мосты ведущие автомобилей. Термины и определения. М.: Издательство стандартов, 1980.
- ОСТ 37.001.414.85. Карданные передачи автомобилей. Термины и определения. М.: Издательство стандартов, 1986.
- РД 37.001.666.93. Шарниры карданные равных угловых скоростей трансмиссии автомобилей. Типы, основные параметры и размеры, технические требования и методы испытаний. М.: НАМИ, 1993.
- ГОСТ Р 52430-2005. Автомобильные транспортные средства. Передачи карданные автомобилей с шарнирами неравных угловых скоростей. Общие технические условия. М.: Стандартинформ, 2006.
- Руководство по эксплуатации, техническому обслуживанию и ремонту автомобилей УАЗ-31512, УАЗ-2206, УАЗ-3303, УАЗ-39094, УАЗ-39095. М.: ИД «Третий Рим», 2004.
- П. 0049933 РФ, МКИ F16 C11/06. Шарнир карданный равных угловых скоростей. Шагаев А. М., Силкин Е. М. // Б.И. 2005. № 34.
- П. 0049934 РФ, МКИ F16 C11/06. Шарнир карданный равных угловых скоростей. Шагаев А. М., Силкин Е. М. // Б.И. 2005. № 34.
- П. 0049935 РФ, МКИ F16 C11/06. Шарнир карданный равных угловых скоростей/Шагаев А. М., Силкин Е. М. // Б. И. 2005. № 34.
- П. 0051687 РФ, МКИ F16 C11/06. Шарнир карданный равных угловых скоростей. Шагаев А. М., Силкин Е. М. // Б. И. 2006. № 6.
- Силкин Е. М., Дзлиев С. В., Тазахин С. Н. Разработка индукционных электроплит // Тезисы докл. науч.-тех. конф., посвящ. научным основам создания энергосберегающей техники и технологий. 27–29 ноября 1990 г. М., 1990.
- П. 2031534 РФ, МКИ H02 M5/458. Преобразователь переменного тока для питания индуктора / Силкин Е. М. // Б.И. 1995. № 8.
- П. 2040105 РФ, МКИ H02 M5/448. Преобразователь переменного тока для питания индуктора / Е. М. Силкин, Г. В. Мизин, А. И. Пахалин и др. // Б. И. 1995. № 20.
- Правила технической эксплуатации электроустановок потребителей. Изд. 5-е. Ростов-на-Дону: Феникс, 2006.
- Силкин Е. М. Релейно-импульсное управление в инверторах тока и напряжения с квазирезонансной коммутацией // Тезисы докл. межд. науч.-тех. конф., посвящ. методам и средствам управления технологическими процессами, 25–27 октября 1999 г. Саранск, 1999.
- Силкин Е. М. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // Электротехника. 2004. № 10.
- Силкин Е. М. Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп на основе инверторов тока // Светотехника. 2005. № 5.
- П. 2289190 РФ, МКИ H02 M5/44. Способ управления инвертором напряжения. Силкин Е. М. // Б. И. 2006. № 34.