

Параллельные инверторы напряжения

для электротермии

При использовании современных полупроводниковых двухоперационных силовых вентилях возможно создание схем преобразователей частоты для электротермии на основе инверторов напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора.

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi-mail@ya.ru

Электротермическая нагрузка имеет индуктивный характер и высокую добротность Q ($Q = 5 \dots 40$), является энергоемкой, размещается, как правило, на значительном удалении от источника питания и характеризуется изменением электрических параметров в широких пределах:

$$\begin{aligned} Q &= (2\pi fL)/r; \\ r &= \text{var}, \\ L &= \text{var}, \end{aligned}$$

где f — частота питающего напряжения; L , r — индуктивность и эквивалентное активное сопротивление индуктора. Это вызывает необходимость в специальном согласовании нагрузки с источником, компенсации реактивной составляющей Y потребляемой мощности и использовании различных методов самовозбуждения или автоподстройки выходной частоты f источника электропитания к собственной частоте f_p нагрузочного контура, образованного индуктором с используемыми компенсирующими емкостными элементами:

$$\begin{aligned} Y &= S - P; \\ S &\gg P, \end{aligned}$$

где S , P — полная и активная мощность нагрузки соответственно [1–3]. Способ компенсации реактивности нагрузки и определяет, в основном, характер электромагнитных процессов в системе и тип используемого источника электропитания.

Самыми распространенными источниками для электротермической нагрузки являются преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока на основе одно- или многофазного регулируемого или нерегулируемого выпрямителя и однофазного автономного инвертора [1–5] и схемы простой последовательной или параллельной (контур первого вида) компенсации реактивности. Автономные инверторы разделяются на инверторы тока, напряжения и согласованные инверторы и могут выполняться по четвертьмостовой, нулевой, полумостовой и мостовой схемам с использованием различ-

ных типов вентилях и вентилях ячеек и принципов коммутации и иметь открытый или закрытый вход [6, 7].

Преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока на основе автономных инверторов тока традиционно широко применяются в качестве источников питания электротермических установок, в первую очередь, средней и большой мощности повышенной частоты. Особенность инверторов тока — это использование источника питания с характеристикой генератора тока. То есть такие инверторы по определению имеют закрытый вход.

Другой тип автономных инверторов характеризуется использованием генератора постоянного напряжения на входе или, что то же самое, источника питания, имеющего малое внутреннее сопротивление. При питании же от генератора с «большим» внутренним сопротивлением, например, от выпрямителя, для обеспечения проводимости источника постоянного напряжения в обратном направлении на входе таких инверторов устанавливаются фильтровые (разделительные) емкости C_ϕ достаточно большой величины:

$$C_\phi > 4TP_H/\sqrt{U_D}$$

где U_D — напряжение питания; P_H — выходная мощность при работе на нагрузку с минимальной ($Q = \min$) добротностью; $T = 1/f$ — период выходного сигнала.

Инверторы последнего типа выполняются как с открытым, так и с закрытым входом. Закрытый вход предпочтителен для устройств большой мощности. К инверторам с генератором постоянного напряжения на входе могут относиться не только схемы класса инверторов напряжения, но и схемы некоторых типов согласованных инверторов. Иногда их необоснованно объединяют в один класс.

При использовании автономных инверторов с источником напряжения на входе наиболее просто реализуется последовательная схема компенсации реактивности нагрузки. В этом случае инвертор, как правило, приобретает свойства согласованного инвертора с резонансной коммутацией.

Последовательная компенсация реактивной мощности нагрузки обычно не обеспечивает достаточно высокого коэффициента использования вентилей κ_p в инверторе по мощности:

$$\kappa_p = P / \left\{ \sum_n [I_{Vmax}(n)U_{Vmax}(n)] \right\},$$

где n — число вентилей в инверторе; I_{Vmax} , U_{Vmax} — максимальные напряжение и ток вентилей соответственно. Такую компенсацию целесообразно применять в индукционных системах на повышенных частотах при сравнительно низких мощностях. Эффективной также может быть последовательная компенсация на вторичной стороне, если используются согласующие высокочастотные трансформаторы. При этом нагрузка, во всех случаях, не может быть удалена от источника питания на значительное расстояние из-за существенных потерь в соединительных шинах.

Питание же удаленных электротермических нагрузок с высокой добротностью Q , как следовало бы предположить, энергетически выгодно только при применении параллельной схемы компенсации реактивной мощности. Действительно, параллельный контур, настроенный в резонанс (частота $f = f_p$), потребляет минимальный ток, что позволяет с наименьшими потерями передавать энергию на значительные расстояния.

Простая параллельная компенсация (контур первого вида) реактивности нагрузки преимущественно используется в системах питания и управления электротермических установок с инверторами тока и согласованными инверторами.

Считается, что питание параллельного контура индуктора от инвертора с генератором напряжения на входе невозможно без применения специальных ограничивающих или демфирующих элементов (цепей) из-за резкого увеличения тока в компенсирующей емкости, возникающего при переключениях вентилей. Поэтому в классической, да и современной литературе по системам управления и источникам электропитания индукционных установок зачастую можно встретить утверждение, что инверторы напряжения в преобразователях частоты для электротермии практически не применяются [2, 3]. Однако с подобным утверждением трудно согласиться, учитывая, например, то, что именно по одной и двухконтурным параллельным схемам в течение десятилетий выполнялись ламповые генераторы (рис. 1), а одноключевые (одновентильные или четвертьмостовые) инверторы

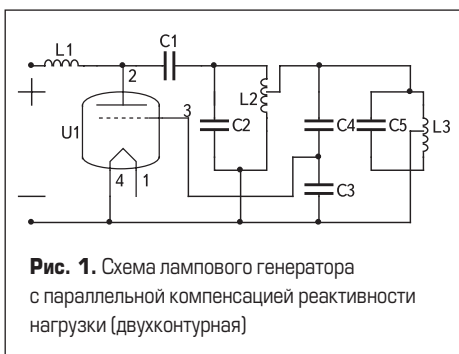


Рис. 1. Схема лампового генератора с параллельной компенсацией реактивности нагрузки (двухконтурная)

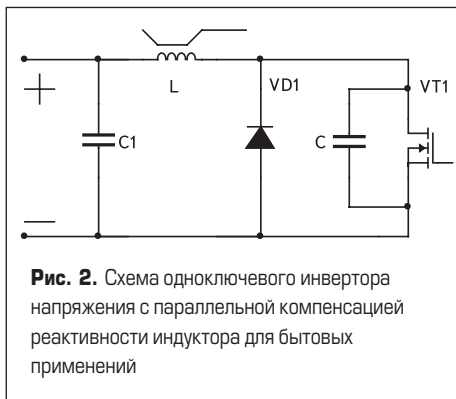


Рис. 2. Схема одноключевого инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора для бытовых применений

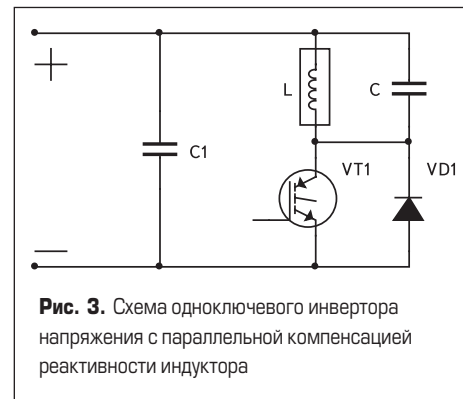


Рис. 3. Схема одноключевого инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора

напряжения с параллельными схемами компенсации, применяемые в бытовых устройствах (рис. 2, 3), являются самыми массовыми среди электротермических установок [1, 8–10].

Заметим, что режим работы инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности нагрузки реализуется только в инверторах на полностью управляемых вентилях или на их аналогах и требует специального алгоритма управления вентилями. Необходимо заданная и точная синхронизация сигналов управления вентилями с электромагнитными процессами в силовой схеме. Параллельный инвертор напряжения может работать только при индуктивной расстройке нагрузочного контура ($f < f_p$). А запуск такого инвертора должен осуществляться одновременно с подачей напряжения питания.

Известная одноключевая схема, приведенная на рис. 2, относится именно к параллельным инверторам напряжения. Действительно, так как емкость фильтра $C1$ существенно превышает компенсирующую емкость C , то по высокой частоте f индуктор L оказывается включенным фактически параллельно компенсирующей емкости C и образует с ней параллельный контур первого вида.

Аналог этой схемы (по электромагнитным процессам), но имеющий несколько иное начертание, который также широко применяется в бытовых устройствах, представлен на рис. 3.

В инверторах (рис. 2, 3) ток $i_L(t)$ через индуктор L имеет постоянную составляющую. В некоторых технических публикациях, обосновывающих использование в электротермии одноключевых (одновентильных) схем [11], можно найти вывод об якобы перспективности питания индукторов электротермических установок для нагрева, в первую очередь, ферромагнитных материалов током с постоянной составляющей. Однако этот вывод представляется спорным. Питание электротермических установок необходимо все-таки осуществлять на переменном токе.

Управление параллельным инвертором напряжения (рис. 3) реализуется следующим образом. Включение вентиля $VT1$ осуществляется, если выполняется условие равенства мгновенного напряжения $u_T(t)$ на нем нулевому уровню $u_T(t) = 0$. То есть, что равносильно, условия для включения возникают при равенстве мгновенного напряжения $u_C(t)$ соответствующей полярности на компенсирующем конденсаторе C напряжению (E) на конденсаторе фильтра $C1$. Но вначале может включиться встречно-параллельный диод $VD1$. Выходное напряжение $u_L(t)$ при работе вентилей $VD1$, $VT1$ ограничивается на уровне напряжения E на конденсаторе фильтра $C1$. Далее, после спада тока $i_D(t)$ встречно-параллельного диода $VD1$ до нуля, начинает проводить ток ($i_T(t)$) управляемый

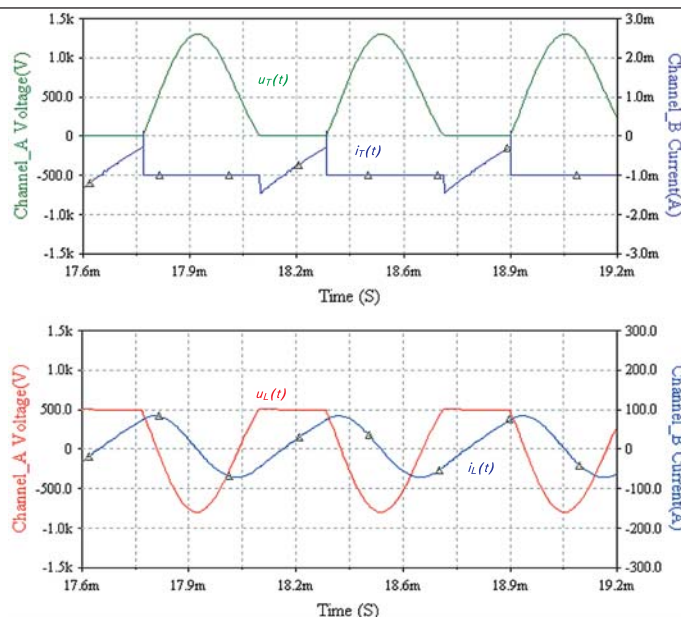


Рис. 4. Осциллограммы сигналов в силовой схеме одноключевого инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора

вентиль $VT1$ (рис. 4). После достижения током $i_T(t)$ управляемого вентиля $VT1$ заданного уровня он выключается.

Следует также отметить, что параллельные инверторы напряжения и, в частности, рассматриваемый одноключевой параллельный инвертор могут работать только с паузой t_p в токе $i_T(t)$ вентилях. Ток $i_T(t)$ управляемого вентиля $VT1$ имеет квазитреугольную форму. При этом форма мгновенного тока $i_L(t)$ в нагрузке L одноключевого инвертора напряжения в целом близка к смещенной синусоидальной. Выходное напряжение $u_L(t)$ имеет относительно высокий уровень второй гармоники. Мгновенное напряжение $u_T(t)$ на вентиле в одноключевом параллельном инверторе по форме соответствует полуволне синусоиды. То есть указанное напряжение имеет изменяющиеся по колебательному закону фронт и срез, что благоприятно сказывается на работе вентилях $VD1, VT1$. Однако амплитудное значение напряжения $u_T(t)$ на вентиле $VD1, VT1$ в рабочих режимах превышает напряжение питания E более чем в два раза.

Полный цикл (период) T работы инвертора состоит из интервалов проводимости встречно-параллельного диода t_D , управляемого вентиля t_T и интервала паузы t_p .

На рис. 4 приведены осциллограммы тока $i_L(t)$ и напряжения $u_L(t)$ индуктора, тока $i_T(t)$, $i_D(t)$ и напряжения вентилях $u_D(t), u_T(t)$ соответственно, иллюстрирующие электромагнитные процессы в одноключевом параллельном инверторе напряжения.

Введем обозначения:

$$\begin{aligned} \Omega &= 1/\sqrt{LC}; \\ \sigma &= r/L; \\ D &= r\sqrt{C/L}; \\ \omega &= \sqrt{\{1/(LC) - \sigma^2\}}, \end{aligned}$$

где Ω — собственная частота параллельного нагрузочного контура; σ — показатель затухания; D — коэффициент затухания параллельного нагрузочного контура; ω — резонансная угловая частота нагрузочного контура; L, C, r — параметры схемы замещения контура.

Токи и напряжения на элементах схемы инвертора при расчетах целесообразно представить в относительных единицах. При этом в качестве базовых величин для вычисления относительных токов, напряжений, мощностей, времен и частот соответственно приняты:

$$\begin{aligned} I' &= E/r; \\ U' &= E; \\ P' &= I'U'; \\ t' &= 1/\Omega; \\ \omega' &= \Omega. \end{aligned}$$

Относительные единицы определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} i &= i/I'; \\ u &= u/U'; \\ P &= P/P'; \\ t &= t/t'; \\ \omega &= \omega/\Omega. \end{aligned}$$

Управляемый вентиль $VT1$ включается при нулевых значениях тока $i_T(t)$ и напряжения $u_T(t)$ на нем. Мгновенный ток $i_T(t)$ управляемого вентиля $VT1$ может быть представлен в следующем виде:

$$i_T(t) = E/r - (E/r) \exp(-\sigma t).$$

В относительных единицах ток i_T^* вентиля $VT1$ выражается зависимостью:

$$\begin{aligned} i_T^* &= 1 - \exp(-D t'); \\ i_L^* &= i_T^*. \end{aligned}$$

При этом интервал проводимости t_T^* управляемого вентиля $VT1$ равен:

$$t_T^* = (1/D) \ln\{1/(1 - I_T^*)\},$$

где I_T^* — максимальный ток управляемого вентиля $VT1$ (ток управляемого вентиля в момент отключения t_T^*) в относительных единицах.

Максимальный ток управляемого вентиля $VT1$ определяется из выражений:

$$\begin{aligned} I_T^* &= 1 - \exp(-D t_T^*); \\ I_T^* &= D\omega^* [D/2 - \{\exp(D t_p^*/2) - \cos(\omega^* t_p^*)\}/\sin(\omega^* t_p^*)], \end{aligned}$$

где t_p^* — интервал паузы (интервал колебательного или резонансного перезаряда компенсирующей емкости C).

Для интервала проводимости t_D встречно-параллельного диода $VD1$ можно записать:

$$\begin{aligned} i_D^* &= 1 + (I_D^* - 1) \exp(-D t'); \\ i_L^* &= i_D^*; \\ t_D^* &= \ln(1 - I_D^*)/D; \\ I_D^* &= \exp(-D t_p^*/2) \{I_T^* \cos(\omega^* t_p^*) + D(1 + I_T^*/2) \sin(\omega^* t_p^*)/\omega^*\}, \end{aligned}$$

где I_D^* — ток в момент включения встречно-параллельного диода $VD1$ (амплитудное значение мгновенного тока $i_D(t)$ диода) в относительных единицах.

В интервалах проводимости t_T управляемого вентиля $VT1$ и t_D встречно-параллельного диода $VD1$ напряжение $u_L(t)$ на индукторе L и компенсирующем C конденсаторе $u_C(t)$ постоянно и равно напряжению питания E , то есть:

$$\begin{aligned} u_L^* &= 1; \\ u_C^* &= 1. \end{aligned}$$

В интервале паузы t_p ток $i_L(t)$, напряжение $u_L(t)$ на индукторе L (компенсирующем $u_C(t)$ конденсаторе C) и вентилях $VD1, VT1$ $u_T(t)$ соответственно определяются из выражений:

$$\begin{aligned} i_L^* &= \exp(-D t'/2) \times \\ &\times [I_T^* \cos(\omega^* t') + (D/(2\omega^*))(1 + I_T^*/2) \sin(\omega^* t')]; \\ u_L^* &= \exp(-D t'/2) \times \\ &\times [\cos(\omega^* t') + (D/(2\omega^*))(0,5 - I_T^*/(\omega^* D^2)) \sin(\omega^* t')]; \\ u_C^* &= u_L^*; \\ u_T^* &= 1 - \exp(-D t'/2) \times \\ &\times [\cos(\omega^* t') + (D/(2\omega^*))(0,5 - I_T^*/(\omega^* D^2)) \sin(\omega^* t')]. \end{aligned}$$

Максимальный ток I_L через индуктор L протекает в интервале паузы t_p в момент времени t_p . Напряжение $u_C(t)$ на компенсирующем

конденсаторе C и индукторе L в момент времени t_0 равно нулю ($u_C(t) = 0, u_L(t) = 0$). В отнесенных единицах имеем:

$$\begin{aligned} u_C^* &= 0; \\ u_L^* &= 0; \\ t_0^* &= \pi - \frac{1}{\omega^*} \arctg \frac{\omega^*}{D(1/2 - \frac{I_T^*}{\omega^* D^2})}; \\ I_L^* &= \exp(-D t_0^*/2) \times \\ &\times [I_T^* \cos(\omega^* t_0^*) + (D/(2\omega^*))(1 + I_T^*/2) \sin(\omega^* t_0^*)]. \end{aligned}$$

Максимальное напряжение U, U_T на вентилях $VD1, VT1$ имеет место в интервале паузы t_p в момент времени t_1 равенства мгновенного тока $i_L(t)$ через индуктор L нулевому уровню тока ($i_L(t) = 0$):

$$\begin{aligned} i_L^* &= 0; \\ t_1^* &= \pi - \frac{1}{\omega^*} \arctg \frac{\omega^*}{D(\frac{1}{I_T^*} - \frac{1}{2})}; \\ U_T^* &= 1 - \exp(-\frac{D t_1^*}{2}) \times \\ &\times \left[\cos(\omega^* t_1^*) + \frac{D(\frac{1}{2} - \frac{I_T^*}{\omega^* D^2}) \sin(\omega^* t_1^*)}{2\omega^*} \right]; \\ U_T^* &= -U_D^*. \end{aligned}$$

Выходная мощность P одноключевого инвертора напряжения может быть определена из выражения:

$$P^* = \frac{1}{t_T^*} \int_0^{t_T^*} i_T^* dt^* + \frac{1}{t_D^*} \int_0^{t_D^*} i_D^* dt^* + \frac{1}{t_p^*} \int_0^{t_p^*} i_L^* u_L^* dt^*.$$

Параметры элементов параллельного инвертора напряжения и частота управления f выбираются таким образом, чтобы интервал проводимости t_D встречно-параллельного диода был минимально возможным, а интервал проводимости t_T управляемого вентиля составлял не более π . Интервал паузы t_p устанавливается равным $[\pi, 2\pi]$.

Схемы одноключевых инверторов напряжения без постоянной составляющей тока в нагрузке (рис. 5) должны иметь закрытый вход [1, 12]. В инверторе напряжения с закрытым входом без постоянной составляющей тока нагрузки коэффициент использования вентилях k_p несколько ниже, чем в схемах с постоянной составляющей. Это объясняется подпиткой нагрузочного контура (L, C) через дроссель фильтра ($L1, L2$) квазипостоянным током от источника питания инвертора (релаксатор первого вида). Действительно, в интервале проводимости t_T управляемого вентиля входной ток источника питания складывается с током нагрузки. Дроссель фильтра в данных инверторах выполняется с достаточно большой величиной индуктивности, обес-

печивающей качественное сглаживание входного тока. Одноключевые инверторы напряжения без постоянной составляющей тока в нагрузке представляют практический интерес, в первую очередь, в связи с обеспечением сравнительно благоприятных условий для работы вентилялей.

Приведенные на рис. 1–3, 5 схемы относятся к четвертьмостовым. Возможны также реализации нулевой (рис. 6), полумостовой (рис. 7)

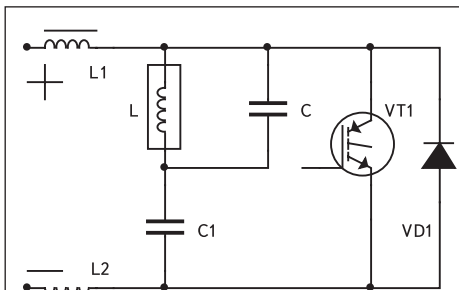


Рис. 5. Схема одноключевого инвертора напряжения без постоянной составляющей тока и с параллельной компенсацией реактивности индуктора

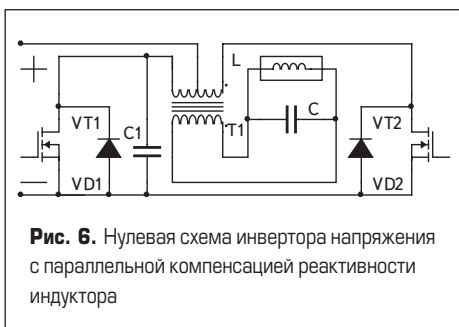


Рис. 6. Нулевая схема инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора

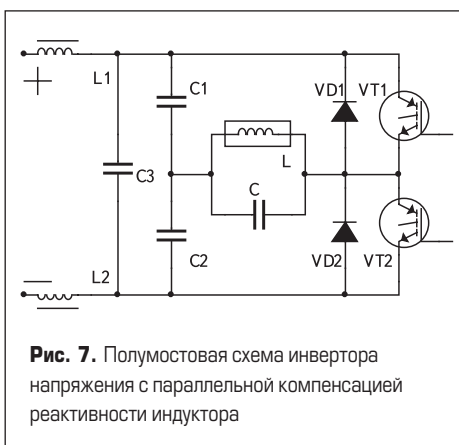


Рис. 7. Полумостовая схема инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора

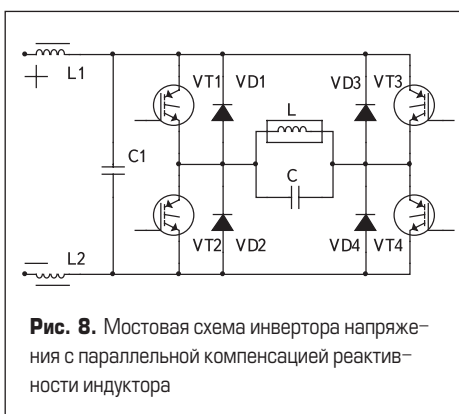


Рис. 8. Мостовая схема инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора

и мостовой схем (рис. 8) параллельных инверторов напряжения [13–15].

Нулевая схема содержит выходной трансформатор $T1$. Однако любой трансформатор, как известно, обладает индуктивностью рассеяния. Индуктивность же в цепи подключения нагрузки (индуктивность трансформатора или соединительных шин) в параллельных инверторах напряжения играет отрицательную роль, так как изменяет режим коммутации вентилялей.

Характер электромагнитных процессов в двухполупериодных или симметричных схемах, к которым относятся нулевая, полумостовая и мостовая схемы, во многом аналогичен. Рассмотрим особенности электромагнитных процессов в двухполупериодных схемах на примере полумостового параллельного инвертора напряжения (рис. 7). Осциллограммы токов и напряжений на элементах схемы полумостового инвертора напряжения приведены на рис. 9. Используются следующие обозначения: $u_L(t)$ — мгновенное напряжение на индукторе L ; $u_T(t)$ — мгновенное напряжение на управляемых вентилях $VT1, VT2$; $i_L(t)$ —

мгновенный ток индуктора L ; $i_T(t)$ — мгновенный ток управляемого вентиля $VT1, VT2$; $i_D(t)$ — мгновенный ток встречно-параллельного диода $VD1, VD2$.

Управление полумостовым параллельным инвертором напряжения осуществляется следующим образом. Включение очередного управляемого вентиля $VT1$ или $VT2$ производится, если выполняется условие равенства мгновенного напряжения $u_T(t)$ на нем нулевому уровню ($u_T(t) = 0$). В полумостовой схеме (рис. 7) условия для включения очередного вентиля $VT1$ или $VT2$ возникают при равенстве мгновенного напряжения соответствующей полярности на компенсирующем конденсаторе C напряжению на конденсаторах фильтра $C1$ или $C2$. Но вначале включаются соответствующие встречно-параллельные диоды $VD1$ или $VD2$. Выходное напряжение u_L ограничивается на уровне напряжения на конденсаторах фильтра $C1$ или $C2$. Далее, после спада тока $i_D(t)$ встречно-параллельных диодов $VD1, VD2$ до нуля, начинают проводить ток $i_T(t)$ управляемые вентили $VT1, VT2$ (рис. 9).

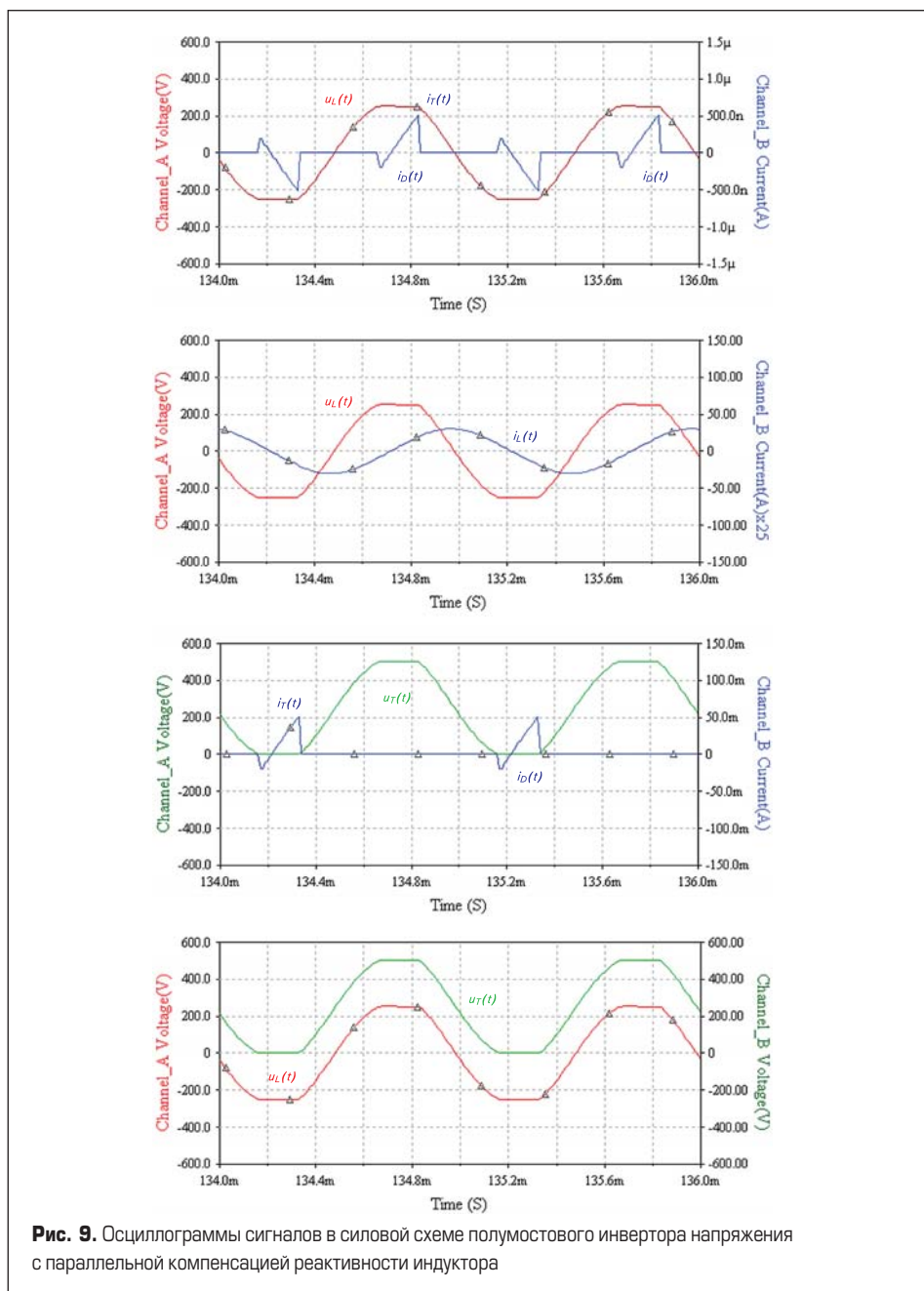


Рис. 9. Осциллограммы сигналов в силовой схеме полумостового инвертора напряжения с параллельной компенсацией реактивности индуктора

Полумостовой параллельный инвертор напряжения нормально функционирует в режиме индуктивной расстройки нагрузочного контура ($f < f_p$). После достижения током $i_T(t)$ управляемых вентилях VT1, VT2 заданного уровня тока I_T они выключаются.

Полумостовой параллельный инвертор напряжения также может работать только с паузой t_p в токе $i_T(t)$ вентилях. Ток $i_T(t)$ управляемых вентилях из-за высокой добротности Q нагрузочного контура имеет квазитреугольную форму. При этом форма мгновенного тока $i_L(t)$ в нагрузке L практически синусоидальная. Выходное напряжение $u_L(t)$ имеет относительно высокий уровень первой гармоники. Мгновенные напряжения на вентилях $u_T(t)$, $u_D(t)$ в параллельных инверторах — трапециoidalной формы. Указанные напряжения имеют изменяющиеся по колебательному закону фронт и срез. Амплитудное значение напряжения $u_T(t)$ на вентиле равно напряжению питания инвертора (E). Полный цикл (период) T работы инвертора состоит из двух полупериодов, электромагнитные процессы на которых протекают аналогично. Каждый полупериод состоит из интервалов проводимости t_D встречно-параллельных диодов VD1, VD2, управляемых VT1, VT2 вентилях t_T и интервала паузы t_p (интервала колебательного или резонансного перезаряда компенсирующей емкости C на величину напряжения $2E$).

В относительных единицах ток $i_T(t)$ управляемых вентилях VT1, VT2 выражается зависимостью:

$$i_T^* = 1 - \exp(-Dt^*).$$

Аналогично интервал проводимости t_T управляемых вентилях VT1, VT2 равен:

$$t_T^* = (1/D) \ln\{1/(1 - I_T^*)\}.$$

Максимальный ток I_T управляемых вентилях VT1, VT2 определяется из выражения:

$$I_T^* = 1 - \exp(-Dt_T^*).$$

Для интервалов проводимости t_D встречно-параллельных диодов VD1, VD2 можно записать:

$$i_D^* = 1 + (I_D^* - 1) \exp(-Dt^*);$$

$$t_D^* = (1/D) \ln(1 - I_D^*).$$

В интервалах проводимости t_T управляемых вентилях VT1, VT2 и встречно-параллельных диодов VD1, VD2 напряжение на индукторе $u_L(t)$ постоянно и равно напряжению питания инвертора E , то есть:

$$u_L^* = 1.$$

При этом на смежных управляемых вентилях VT1 или VT2 и встречно-параллельных диодах VD1 или VD2 мгновенное, соответственно, прямое $u_T(t)$ и обратное $u_D(t)$ напряжение максимально, постоянно и также равно напряжению питания E :

$$u_T^* = 1;$$

$$u_D^* = 1.$$

Выходная мощность P полумостового инвертора может быть оценена из зависимости:

$$P^* \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{Dt_0^*}{2}\right) \times \left[I_T^* \cos(\omega^* t_0^*) + \frac{D(1 + \frac{I_T^*}{2}) \sin(\omega^* t_0^*)}{2\omega^*} \right]^2.$$

Параметры элементов полумостового параллельного инвертора напряжения и частота f управления выбираются из условия, чтобы интервал проводимости t_D встречно-параллельных диодов VD1, VD2 был минимальным, а интервал проводимости t_T управляемых вентилях VT1, VT2 составлял не более $3\pi/4$. Интервал паузы t_p выбирается равным $[\pi, 4\pi/3]$.

И управляемые вентили, и встречно-параллельные диоды в параллельных инверторах напряжения, в том числе и в рассматриваемом полумостовом инверторе, включаются при нулевых уровнях напряжения ($u_T(t) = 0, u_D(t) = 0$) на них. Встречно-параллельные диоды включаются на максимальный ток I_D , а управляемые вентили включаются при нулевом токе ($i_T(t) = 0$). Выключение управляемых вентилях осуществляется на максимальном токе I_T . В результате коммутационные потери в элементах схем и вентилях составляют сравнительно малую величину.

В симметричных схемах максимальные напряжения ($u_T(t), u_D(t)$) на вентилях не превышают напряжения питания E и не зависят от параметров нагрузочного контура, что также является важным положительным свойством таких схем.

Однако в параллельных инверторах напряжения невозможно обеспечить полную компенсацию реактивности нагрузки. Как видно на временных диаграммах (рис. 9), коэффициенты формы κ_ϕ и амплитуды κ_A токов управляемых вентилях имеют сравнительно большую величину:

$$\kappa_\phi = I_{TD}/I_{TC};$$

$$\kappa_A = I_{TM}/I_{TD}$$

где I_{TD} — действующий ток управляемого вентиля; I_{TC} — средний ток вентиля; I_{TM} — максимальный ток вентиля. Причем увеличение интервала проводимости t_T управляемых вентилях не обеспечивает уменьшения (приближения к 1) коэффициентов κ_ϕ, κ_A . Но коэффициент использования κ_p вентилях по мощности в параллельных инверторах напряжения, питающих электротермические нагрузки, может быть не менее чем в два раза выше, по сравнению с инверторами напряжения без компенсации реактивной мощности.

Изменением интервала проводимости t_T управляемых вентилях в параллельных инверторах напряжения можно осуществить стабилизацию режима работы при изменениях добротности Q нагрузки.

К недостаткам параллельных инверторов напряжения следует отнести также невозможность эффективного питания удаленных электротермических нагрузок из-за отрицательно-

го влияния на режимы коммутации вентилях индуктивностей соединительной ошиновки.

Запуск параллельных инверторов напряжения должен, как уже отмечено, осуществляться одновременно с подачей напряжения питания, что ограничивает области применения рассматриваемых схем.

Схемы параллельных инверторов напряжения целесообразно использовать при питании удаленных нагрузок высокой добротности Q только в относительно маломощных, высокочастотных и высоковольтных системах индукционного нагрева, в частности, в системах со встраиваемыми источниками питания (или нагрузками).

Литература

1. Васильев А. С. Статические преобразователи частоты для индукционного нагрева. М.: Энергоатомиздат, 1974.
2. Беркович Е. И., Ивенский Г. В., Иоффе Ю. С. и др. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Белкин А. К., Костюкова Т. П., Рогинская Л. Э. и др. Тиристорные преобразователи частоты. М.: Энергоатомиздат, 2000.
4. Донской А. В., Ивенский Г. В. Электротермические установки с ионными преобразователями повышенной частоты. М.: Энергия, 1964.
5. Лавлесс Д. Л., Кук Р. Л., Руднев В. И. Характеристики и параметры источников питания для эффективного индукционного нагрева // Силовая электроника. 2007. № 1.
6. Чиженок И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа, 1974.
7. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат, 1992.
8. Васильев А. С., Слухоцкий А. Е. Ионные и электронные инверторы высокой частоты. М.: Госэнергоиздат, 1961.
9. Васильев А. С. Ламповые генераторы для высокочастотного нагрева. Л.: Машиностроение, 1979.
10. Силкин Е. М., Дзлиев С. В., Тазихин С. Н. Разработка индукционных электролит // Тезисы докл. научно-техн. конф., посвящ. научным основам создания энергосберегающей техники и технологий. Москва, 27–29 ноября 1990 г.
11. Беркович Е. И., Боковой В. Н., Пивняк Г. Г. и др. Одноключевые резонансные инверторы // Тезисы докл. XI всесоюз. научно-техн. конф., посвящ. применению токов высокой частоты в электротехнологии. Ленинград, 25–27 сентября 1991 г.
12. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986.
13. Патент РФ 0072801, МКИ H02 M 7/5387. Инвертор напряжения / Е. М. Силкин // Б. И. 2008. № 12.
14. Патент РФ 0072802, МКИ H02 M 7/5387. Инвертор напряжения / Е. М. Силкин // Б. И. 2008. № 12.
15. Заявка 2008130766, РФ, МКИ H02 M 5/458. Способ управления параллельным инвертором напряжения / Е. М. Силкин // Б. И. 2008. № 18.