

С. В. ДЗЛИЕВ, доктор техн. наук,
А. А. ЗАВОРОТКИН, соискатель,
Ю. Ю. ПЕРЕВАЛОВ, аспирант,
СПбГЭТУ (ЛЭТИ),
К. Е. ПИЩАЛЕВ, соискатель,
ООО «ИНТЕРМ»,
г. Санкт-Петербург

Согласование транзисторных преобразователей частоты с индукционными нагревателями

Преобразователи частоты на базе транзисторного инвертора напряжения нашли широкое применение в качестве источников питания индукционных нагревателей ввиду универсальности и возможности применения частотного регулирования мощности, естественного для высокодобротной резонансной нагрузки, которую представляет собой индукционный нагрузочный контур [1]. Индуктор, как нагрузка источника питания, имеет комплексное активно-индуктивное сопротивление, значения которого существенно изменяются при нагревании детали. Для эффективной передачи мощности от источника питания к индуктору, во-первых, должно быть скомпенсировано индуктивное сопротивление индуктора, чтобы не нагружать источник реактивной мощностью, а во-вторых, необходимо привести уровень активного сопротивления индуктора к номинальному уровню сопротивления нагрузки источника питания, т.е. согласовать их по сопротивлению. Выполнение этих двух условий позволяет передать от источника в индуктор активную мощность, равную номинальной мощности источника. В противном случае активная мощность, передаваемая от источника в индуктор, неизбежно снизится.

Для согласования источника питания и конкретного индукционного нагревателя между ними включается согласующее устройство, в состав которого входит конденсатор для компенсации реактивной мощности индуктора и трансформатор для приведения активного сопротивления индуктора к номинальному уровню сопротивления нагрузки источника питания.

Источники питания, как правило, выпускаются серийно и имеют ограниченный ряд номинальных значений выходных параметров – мощности, напряжения, тока и частоты. В то же время, индукционные нагреватели, проектирующиеся для нагрева конкретных деталей и реализации конкретных технологических процессов, бесконечно разнообразны. Параметры их RL-схемы замещения отличаются не только по уровню и соотношению активной и индуктивной составляющих сопротивления, но и по динамичности изменения этих параметров при нагреве. Этим объясняется то, что диапазон параметров согласующих устройств достаточно широк; они проектируются вместе с проектированием индукционных нагревателей и имеют, как правило, переменные (переключаемые) параметры – коэффициент трансформации согласующего трансформатора и емкость конденсаторной батареи. В отдельных случаях подбирается более сложная схема согласования, включающая не один, а два трансформатора или две конденсаторные батареи с дополнительной индуктивностью.

Очень важно на этапе проектирования согласующего устройства знать характер изменения параметров индукционного нагревателя и характеристики источника питания, а также иметь методику выбора оптимальных параметров согласующего устройства.

Этим вопросам, применительно к транзисторным преобразователям (транзисторным генераторам) ТГИ фирмы ИНТЕРМ [2], посвящена данная статья.

Ключевые слова: транзисторные преобразователи частоты, индукционный нагрев, согласование источника питания с индукционной нагрузкой

1. Характеристики преобразователей частоты ТГИ на базе транзисторного инвертора напряжения [3-5]

Зависимость активной выходной мощности P генераторов серии ТГИ при работе на индуктивную нагрузку от значения активного сопротивления индуктора, приведенного к первичной стороне согласующего трансформатора R_i , приведены на рис. 1. Характеристика каждого генератора состоит из трех ветвей:

Правая ветвь, общая для генераторов всех типов – соответствует режиму работы генератора с выходной частотой, близкой к резонансной частоте последовательного нагрузочного контура. В этом режиме напряжение на R_i примерно равно выходному напряжению генератора (действующее значение первой гармоники равно 450 В) и, следовательно, от генератора потребляется только активная мощность, т.е. $P_a = P$.

Левая ветвь – луч из начала координат – режим ограничения предельного выходного тока генератора, обеспечиваемый системой управления при уменьшении R_i за счет отклонения выходной частоты от резонанса последовательного нагрузочного контура. В этом режиме (на всей линии $I_{a_{\max}}$) полная выходная мощность генератора P_a равна максимальному значению $P_{a_{\max}} = I_{a_{\max}} U_{a_1} = \text{const}$, где $I_{a_{\max}}$ – максимальное значение выходного тока генератора (для ТГИ12 $I_{a_{\max}} = 60$ А, для ТГИ40 – 110 А, для ТГИ60 – 160 А, для ТГИ100 – 320 А, для ТГИ160 – 480 А); U_{a_1} – действующее значение первой гармоники выходного напряжения генератора (для ТГИ12 $U_{a_1} = 225$ В, для генераторов ТГИ40...160 – $U_{a_1} = 450$ В). Координаты точки пересечения левой и правой ветвей характеристики определяют $P_{a_{\max}}$ и $R_{i_{\text{ном}}}$. Для генератора ТГИ12 – $P_{a_{\max}} = 15$ кВА, $R_{i_{\text{ном}}} = 3,7$ Ом, ТГИ40 – $P_{a_{\max}} = 50$ кВА, $R_{i_{\text{ном}}} = 4,1$ Ом, ТГИ60 – $P_{a_{\max}} = 72$ кВА, $R_{i_{\text{ном}}} = 2,8$ Ом, ТГИ100 – $P_{a_{\max}} = 145$ кВА,

$R_{и\text{ ном}} = 1,4 \text{ Ом}$, ТГИ160 – $P_{\text{ макс}} = 215 \text{ кВт}$, $R_{и\text{ ном}} = 0,95 \text{ Ом}$.

Средняя ветвь – горизонтальный участок – режим ограничения (стабилизации) значения активной выходной мощности генератора на номинальном уровне $P_{\text{ ном}}$ осуществляемый системой управления при изменении $R_{и}$ за счет отклонения выходной частоты от резонанса. На этом участке $P_{\text{ ном}} \leq P_a \leq P_{\text{ макс}}$.

Мощность, потребляемая генератором от сети, примерно на 5% выше, чем полная выходная мощность генератора.

Система управления автоматически подстраивает выходную частоту генератора так, чтобы рабочая точка, изображающая режим генератора, находилась на одной из ветвей характеристики.

Рабочая точка смещается с характеристики если вы-

ходная частота достигает границы допустимого (рабочего) частотного диапазона генераторов 50...100 кГц. Рабочая точка смещается ниже характеристики при $f = f_{\text{ мин}}$ и выше – при $f = f_{\text{ макс}}$.

Рабочая точка смещается также ниже характеристики при активном канале управления по температуре нагреваемого объекта, когда температура достигает заданного уровня.

Большой наглядностью обладают также выходные характеристики преобразователей, показанные на рис. 2: зависимости выходного напряжения генератора (действующее значение первой гармоники) – $U_a(I_a)$ и напряжения на активном сопротивлении индуктора, приведенном к первичной стороне согласующего трансформатора от выходного тока преобразователя частоты – $U_{Rи}(I_a)$.

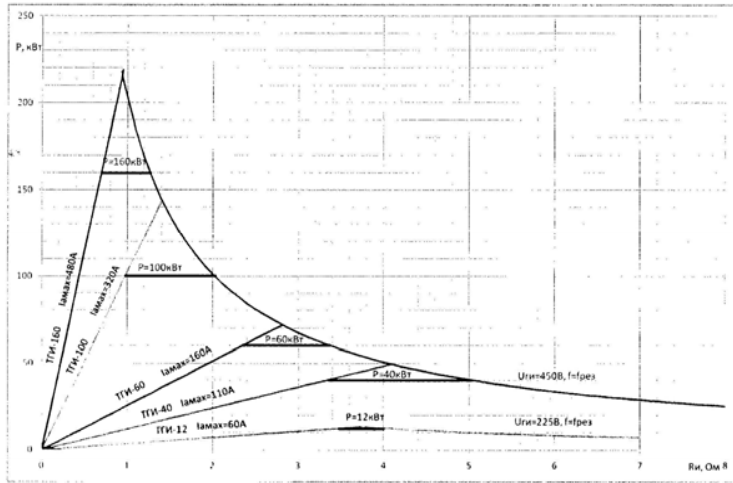


Рис. 1. Нагрузочные характеристики генераторов серии ТГИ

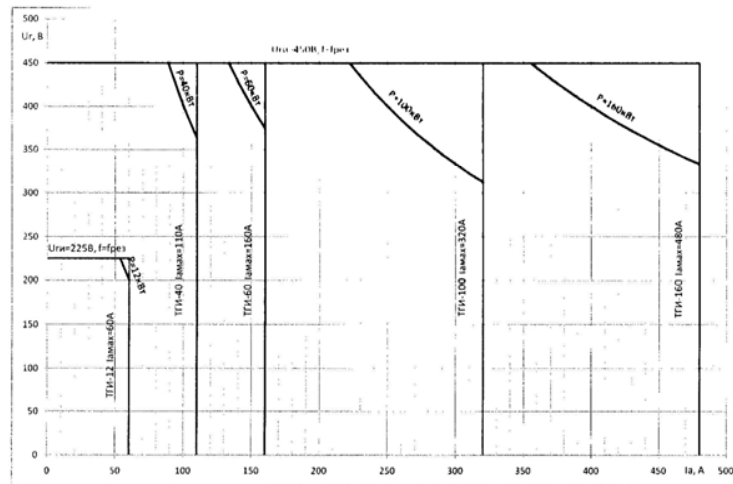


Рис. 2. Выходные характеристики генераторов серии ТГИ

Характеристика $U_a(I_a)$ имеет две ветви: горизонтальную линию на уровне $U = 450 \text{ В}$ и вертикальную линию, ограничивающую максимальный выходной ток преобразователя.

Характеристика $U_{Rи}(I_a)$ каждого генератора состоит из трех ветвей:

Левая горизонтальная ветвь, общая для генераторов всех типов – соответствует режиму работы генератора с выходной частотой, близкой к резонансной частоте последовательного нагрузочного контура. В этом режиме к $R_{и}$ прикладывается напряжение 450 В, одинаковое для всех генераторов:

Правая вертикальная ветвь – режим ограничения предельного выходного тока генератора, обеспечиваемый системой управления генератора при уменьшении $R_{и}$.

Средняя гиперболическая ветвь – режим ограничения предельной мощности.

Конкретному значению $R_{и}$ в этих координатах соответствует луч, выходящий из начала координат. При номинальном $R_{и}$ луч проходит через точку пересечения правой и левой ветви характеристики соответствующего генератора.

Система управления автоматически подстраивает выходную частоту генератора так, чтобы рабочая точка, изображающая режим генератора, находилась на характеристике. Если при этом выходная частота генератора дойдет до границ диапазона 50...100 кГц, то рабочая точка сместится с характеристики (ниже характеристики при $f = f_{\text{ мин}}$; выше – при $f = f_{\text{ макс}}$). Рабочая точка смещается также ниже характеристики при активном канале управления по температуре нагреваемого объекта, когда температура достигает заданного уровня стабилизации.

2. Индукционная нагрузка преобразователя частоты

Индуктор, как нагрузка инвертора напряжения, обычно представляется последовательной RL-схемой замещения, показанной на рис. 3.

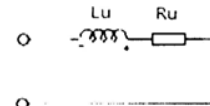


Рис. 3. Схема замещения индуктора

Индуктор подключается к выходу преобразователя с транзисторным инвертором напряжения частоты через согласующее устройство, схема которого в большинстве случаев состоит всего из двух элементов – высокочастотного согласующего трансформатора и конденсатора, включенного последовательно с индуктором для компенсации его реактивной мощности (рис. 4).

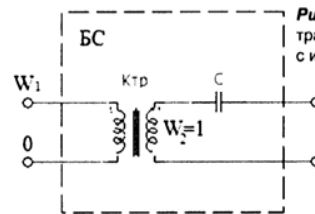


Рис. 4. Схема согласования транзисторного генератора с индуктором

Схема замещения индуктора со схемой согласования в пересечении к первичной обмотке трансформатора представляет собой последовательный резонансный контур (нагрузочный контур), показанный на рис. 5.

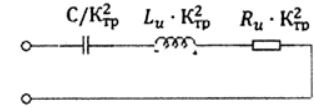


Рис. 5. Схема замещения блока согласования и индуктора

Зависимость активной мощности, выделяющейся в индукционной системе, от выходной частоты источника питания (рис. 6), как правило, остро резонансная (добротность индуктора $Q = R_{и}/X_{и} \geq 10$), что делает эффективным регулирование мощности путем изменения выходной частоты преобразователя на базе инвертора напряжения. Для регулирования используется только правая ветвь резонансной кривой, где резонансный контур имеет индуктивную реакцию, при которой обеспечиваются минимальные коммутационные потери в силовых транзисторах инвертора [1]. На рис. 6 показаны допустимые частотные диапазоны регулирования, в зависимости от взаимного расположения резонансной частоты нагрузочного контура f_0 и рабочего частотного диапазона источника питания $f_{\text{ мин}} \dots f_{\text{ макс}}$.

Система управления источников питания ТГИ автоматически стабилизирует мощность, подстраивая выходную частоту в пределах ($f_{\text{ мин}} \dots f_{\text{ макс}}$), если $f_0 \leq f_{\text{ мин}}$ (а) или в пределах ($f_0 \dots f_{\text{ макс}}$), если $f_{\text{ мин}} \leq f_0 \leq f_{\text{ макс}}$ (б). Этот же частотный канал используется для ограничения выходного тока источника питания и напряжения на конденсаторе согласующего устройства, защищая их от перегрузок.

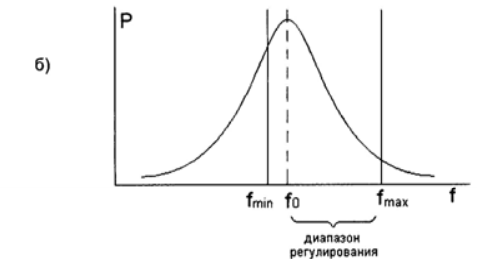
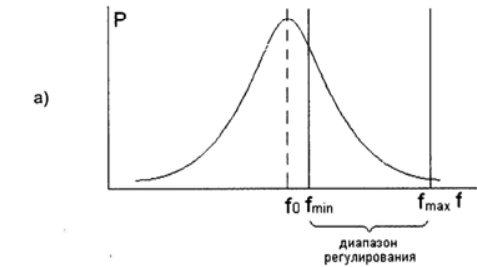


Рис. 6. Частотный диапазон регулирования мощности

Если достигнута граница частотного диапазона, а цель регулирования не достигнута, т.е. значения мощности или выходного тока не равны заданным, то частота остается на границе диапазона.

Если частота находится в рабочем диапазоне, а значения мощности или выходного тока не равны заданным, то либо система управления автоматически подстроила частоту на резонанс контура, либо ограничивается напряжение на конденсаторе согласующего устройства, либо стабилизируется температура нагрева.

Изменение параметров индуктора в процессе нагрева. На рис. 7 представлены годографы вектора комплексного сопротивления индуктора $Z_i = R_i + jX_i$, характеризующие изменение активной и индуктивной составляющих полного сопротивления индуктора в процессе нагрева магнитной детали. Каждый годограф построен по трем точкам, полученным в результате расчета индукционной системы с холодной деталью в начале нагрева (точка Н), с горячей

деталью при температуре 750°C до потери магнитных свойств в середине процесса нагрева (точка С), и с горячей деталью после потери магнитных свойств в конце нагрева (точка К). На рис. 7 показаны изменения положения годографа одновиткового индуктора при вариации частоты (а) и зазора между индуктором и деталью (б), длины индуктирующего провода (в), а также сравнение годографов одновиткового и двухвиткового индукторов (г). Наибольший диапазон изменения параметров индуктора соответствует многовитковому индуктору: R_i изменяется в 10 раз, а L_i – в 2 раза. Изменение параметров одновиткового индуктора при нагреве ферромагнитной детали существенно меньше из-за узкой полосы нагрева и влияния холодных периферийных областей.

Полученные экспериментально годографы вектора (R_i, L_i) для различных индукционных систем показаны для примера на рис.8.

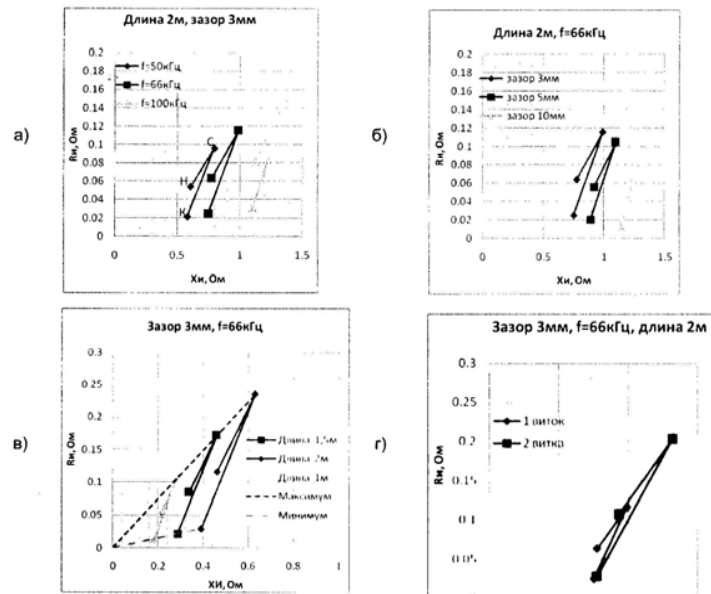


Рис. 7. Годографы вектора комплексного сопротивления индуктора

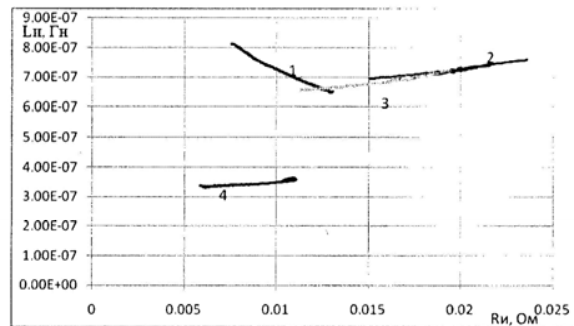


Рис. 8. Экспериментальные годографы вектора (R_i, L_i)

Здесь кривая 1 соответствует нагреву медного короткозамыкающего кольца обмотки ротора двигателя кольцевым индуктором при пайке твердым припоем (рис. 9, а), кривая 2 – нагреву двутавра охватывающим индуктором (рис.9, б), кривая 3 – нагреву трубы кольцевым индуктором (рис.9, в) и кривая 4 – нагреву трубы с разрезом кольцевым индуктором (рис.9, г). Особенность годографа 1 – снижение индуктивности индуктора при нагреве – обусловлена уменьшением зазор между индуктором и деталью из-за теплового расширения детали.

3. Выбор параметров согласующего устройства

Определение оптимального значения емкости компенсирующего конденсатора. Для реализации возможности глубокого регулирования выходной мощности источника питания от номинального значения, резонансная частота нагрузочного контура f_0 должна входить в рабочий частотный диапазон источника питания $f_{min} \sim f_0 \leq f_{max}$, причем наиболее широкий диапазон регулирования будет, если резонансная частота близка к минимальной частоте рабочего диапазона источника.

Учитывая также, что при нагреве магнитных деталей индуктивное сопротивление перед потерей магнитных свойств максимально (рис. 7), т.е. нагрузочный контур имеет самую низкую резонансную частоту, для расширения диапазона регулирования целесообразно рассчитывать емкость конденсаторной батареи для $L_{i_{max}}$.

Приняв желательное условие $f_0 = f_{min}$ и зная значения f_{min} и $L_{i_{max}}$, определим требуемое значение емкости компенсирующего конденсатора

$$C = 1 / (4\pi^2 f_{min}^2 L_{i_{max}}).$$

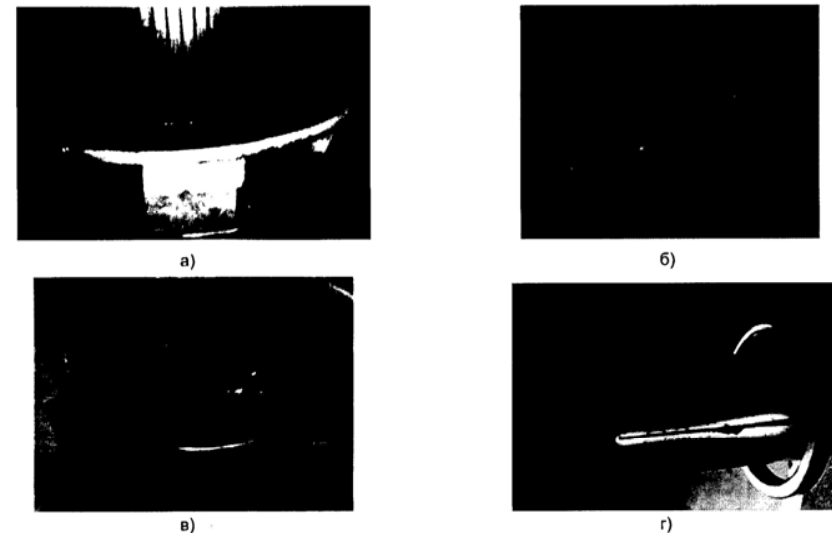


Рис. 9. Фотографии экспериментальных индукционных нагревателей

Выбор коэффициента трансформации блока согласования. Изменение коэффициента трансформации согласующего трансформатора преобразует годограф вектора Z_i в геометрически подобную фигуру – годограф вектора сопротивления индуктора, приведенного к первичной стороне трансформатора.

Переключение коэффициента трансформации $K_{тр}$ приводит к изменению приведенного значения активного сопротивления индуктора, что позволяет приблизить его к номинальному значению $R_{i_{ном}}$ для соответствующего преобразователя, то есть согласовать индуктор с источником питания по сопротивлению. При существенном отклонении R_i от номинального значения в ту или другую сторону генератор не сможет выдать номинальную мощность.

Переключение $K_{тр}$ не влияет на собственную частоту нагрузочного контура, если компенсирующий конденсатор включен на вторичной стороне трансформатора. При включении конденсатора на первичной стороне трансформатора увеличение коэффициента трансформации понижающего трансформатора приводит к увеличению приведенного к первичной стороне сопротивления индуктора в $K_{тр}^2$ раз, при сохранении сопротивления конденсатора, что уменьшает резонансную частоту нагрузочного контура в $K_{тр}$ раз. Это необходимо учитывать при выборе параметров согласующего устройства.

Характер изменения R_i от времени в процессе нагрева стальной (магнитной) детали и влияние на R_i коэффициента трансформации понижающего согласующего трансформатора иллюстрирует график на рис.10.

На рис. 11 показаны взаимосвязанные характеристики преобразователя и индукционной нагрузки, которые позволяют наглядно представить изменение режима работы преобразователя в процессе нагрева.

IV квадрант предназначен для построения годографа вектора $(L_{II}, R_{II} K_{TP}^2)$, который характеризует изменение параметров индуктора в процессе нагрева и отражает влияние коэффициента трансформации на приведенное сопротивление нагрузки преобразователя. На изображенном годографе отмечены точки Н, С и К, соответствующие началу, середине и концу процесса нагрева. Годограф вектора параметров индуктора либо рассчитывается путем моделирования индукционной системы, либо получается экспериментально в процессе нагрева путем автоматической записи параметров режима нагрева в преобразователях ТГИ. Годограф параметров индуктора, как правило, слабо зависит от графика ввода мощности и определяется в основном температурным диапазоном нагрева, поэтому он без изменения может быть использован для определения оптимальных значений параметров схемы согласования Ктр и С.

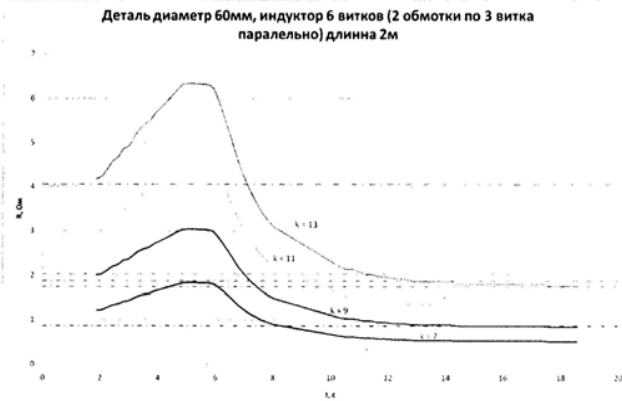


Рис. 10. Изменение во времени активного сопротивления индуктора при различных значениях коэффициента трансформации

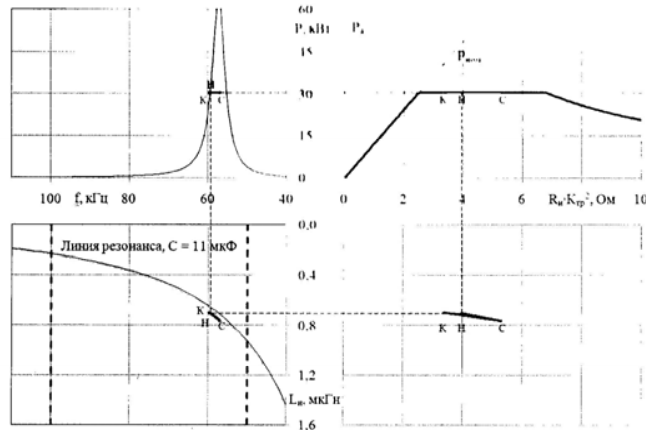


Рис. 11. Взаимосвязанные характеристики транзисторного генератора и индукционного нагрузочного контура

Для удобства рассмотрения взаимного влияния преобразователя и нагрузочного контура, этот вектор включает индуктивность индуктора, не приведенную к первичной стороне трансформатора, так как резонансная частота f_0 нагрузочного контура и добротность индуктора Q не зависят от коэффициента трансформации, что видно из приведенных ниже формул:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C}{K_{TP}^2} L_{II} K_{TP}^2}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C L_{II}}},$$

$$Q = \frac{R_{II} K_{TP}^2}{\omega_0 L_{II} K_{TP}^2} = \frac{R_{II}}{\omega_0 L_{II}}.$$

В I квадранте расположена нагрузочная характеристика преобразователя ТГИ 40 – зависимость мощности от активной составляющей сопротивления нагрузочного контура, приведенного к первичной стороне согласующего трансформатора $P(R_{II} K_{TP}^2)$. Три ветви этой характеристики описаны выше (см. рис. 1). Уровень стабилизации мощности 31 кВт выбран для примера. В этом поле по годографу параметров индуктора построена траектория движения рабочей точки системы в процессе нагрева, которая наглядно показывает, как меняется мощность, и позволяет оценить качество согласования преобразователя с индукционной нагрузкой.

Построенная во II квадранте резонансная кривая $P(f)$ нагрузочного контура, т.е. частотная зависимость мощности, выделяющейся в активном сопротивлении индуктора при приложении к контуру высокочастотного выходного напряжения источника питания $U_1 = 450$ В, позволяет определить выходную частоту преобразователя при известных параметрах нагрузочного контура или определить мощность преобразователя при достижении ограничений частотного диапазона ($f_{min} \dots f_{max}$). Резонансная кривая строится по формуле

$$P(f) = \frac{U_1^2}{K_{TP}^2 L_{II}^2} R_{II} = \frac{U_1^2 R_{II}}{K_{TP}^2 ((R_{II})^2 + (2\pi f L_{II} - \frac{1}{2\pi f C})^2)}$$

Каждой точке годографа вектора $(L_{II}, R_{II} K_{TP}^2)$ соответствует своя резонансная кривая. Левая ветвь этих кривых (частота выше резонансной) используется системой управления преобразователями ТГИ для регулирования мощности, т.е. является регулировочной характеристикой. На рисунке для наглядности приведена только одна резонансная кривая для точки II годографа.

По годографу вектора параметров индуктора и по характеристике преобразователя во II квадранте может быть построена траектория движения рабочей точки системы в процессе нагрева.

В III квадранте расположен график зависимости резонансной частоты нагрузочного контура от индуктивности

индуктора при определенном значении емкости компенсирующего конденсатора. У преобразователей ТГИ рабочая точка может находиться ниже графика резонансной частоты (показано пунктиром) в диапазоне ($f_{min} \dots f_{max}$). Поле III квадранта предназначено для определения выходной частоты преобразователя при заданных значениях емкости компенсирующего конденсатора С и параметров индуктора.

По годографу вектора параметров индуктора в этом поле можно построить траекторию рабочей точки системы в процессе нагрева.

На рис. 12 показаны годографы вектора $(L_{II}, R_{II} K_{TP}^2)$ для одного и того же процесса нагрева при разных значениях коэффициента трансформации. Видно, что изменение Ктр перемещает годограф относительно нагрузочной характеристики преобразователя, что влияет на график мощности, отдаваемой преобразователем в процессе нагрева, и позволяет согласовать нагрузку. При Ктр = 15 преобразователь ТГИ-40 может отдавать заданную оператором мощность 31 кВт в течение всего процесса нагрева. При Ктр = 10 система управления преобразователя ТГИ-40 ограничивает выходной ток на предельно допустимом уровне 110 А, мощность достигает заданного значения 31 кВт только в середине нагрева, а в начале и в конце существенно ниже. При Ктр = 20 в начале и в конце нагрева преобразователь выдает заданную мощность, а в середине нагрева мощность падает, так как резонансная кривая $P(f)$ в этот период нагрева имеет максимум ниже заданного уровня мощности. Три резонансные кривые, построенные для этого случая, позволяют понять причину снижения мощности в середине нагрева.

Таким образом, наглядно показано, что Ктр = 15 является лучшим из рассмотренных значений, так как позволяет стабилизировать выходную мощность на заданном уровне в течение всего процесса нагрева.

Рис. 13 иллюстрирует влияние емкости компенсирующего конденсатора С на выходную частоту преобразователя и режим его работы

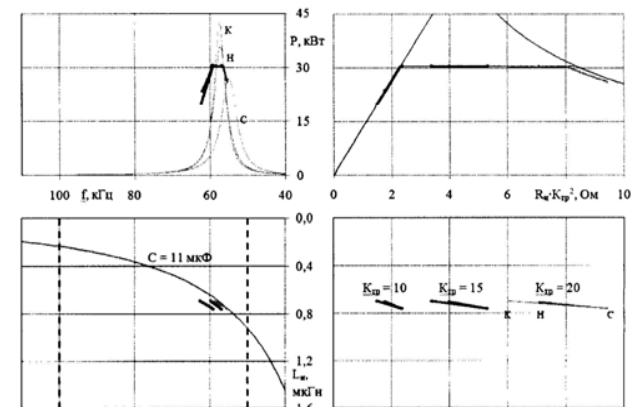


Рис. 12. К выбору коэффициента трансформации согласующего трансформатора

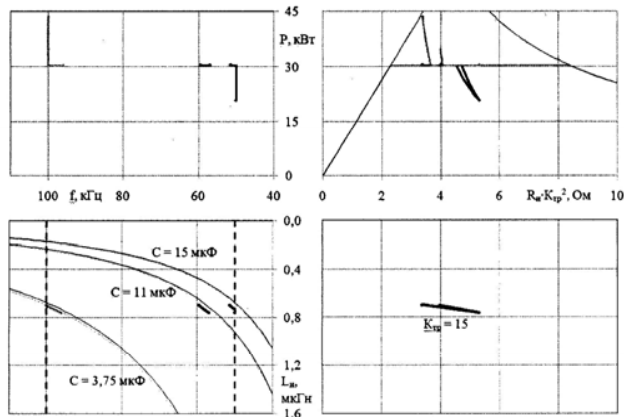


Рис. 13. К выбору емкости компенсирующего конденсатора

В III квадранте построены графики зависимости резонансной частоты нагрузочного контура от индуктивности индуктора при трех значениях емкости компенсирующего конденсатора $C = 3.75$ мкФ, $C = 11$ мкФ и $C = 15$ мкФ, а также пунктиром показаны реализуемые в преобразователях ТГИ характеристики, ограничивающие область допустимых частот.

По годографу, изображенному в IV квадранте (соответствует годографу с $K_{tr} = 15$ на рис. 12), построены траектории рабочей точки системы в I, II и III квадрантах.

При $C = 11$ мкФ выходная частота преобразователя ТГИ находится в допустимом диапазоне 50...100 кГц в течение всего процесса нагрева и выходная мощность стабилизируется на заданном уровне.

При $C = 3.75$ мкФ в начале и в конце нагрева система управления выходит из диапазона регулирования, повышая частоту до предельного значения 100 кГц. На этих интервалах процесса нагрева преобразователь, работая

на предельной частоте, выдает мощность больше заданной. В середине процесса нагрева индуктивность индуктора выше, частота работы преобразователя входит в допустимый диапазон, и мощность стабилизируется на заданном уровне.

При $C = 15$ мкФ в начале и в конце нагрева выходная частота преобразователя находится в допустимом диапазоне и мощность стабилизируется на заданном уровне, однако в середине нагрева частота выходит на нижнее ограничение 50 кГц, мощность не может быть стабилизирована и оказывается ниже заданного значения.

Таким образом, наглядно показано, что $C = 11$ мкФ является лучшим из рассмотренных значений, так как позволяет стабилизировать выходную мощность на заданном уровне в течение всего процесса нагрева.

Описанная методика позволяет обоснованно выбрать параметры согласующего устройства по известному годографу вектора параметров индуктора и характеристики преобразователя ТГИ.

Список литературы

1. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева. Васильев А.С., Дзлиев С.В., Журнал «Индукционный нагрев», №4, 2008, с.14-20.
2. www.intern.su
3. Автономные однофазные инверторы в составе источников питания электротермических установок. Васильев А.С., Дзлиев С.В. Журнал «Индукционный нагрев», №5, 2008, с.40-46.
4. Транзисторные источники питания индукционных нагревательных комплексов. Дзлиев С.В. Журнал «Индукционный нагрев», №2, 2009, с.15-21.
5. Дзлиев С.В. Монография «Источники питания индукционных нагревательных комплексов». СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2009. 164с.

А. Н. ИВАНОВ, инженер,
В. А. БУКАНИН, канд. техн. наук,
А. Е. ЗЕНКОВ, канд. техн. наук,
СПбГЭТУ (ЛЭТИ), г. Санкт-Петербург

Предметно-ориентированная программа двумерного электротеплового анализа устройств индукционного нагрева цилиндрических заготовок

Ключевые слова: индукционный
нагрев, программа расчета

Чтобы успешно решать имеющиеся в настоящее время и некоторые новые научные и проектные задачи, которые могут встретиться при разработке индукционных установок, необходимо иметь программы расчета, специально ориентированные для этих целей и достаточно простые для пользователей. В частности кроме интегральных параметров и распределения температуры, которые обычно интересуют разработчиков, иногда приходится анализировать электромагнитомеханическую совместимость или вибродустическую и механическую безопасности индукционных установок, особенно на низких частотах питающего тока. При этом следует оценивать электродинамические усилия, которые действуют на элементы индуктирующей системы и нагреваемые заготовки в процессе их нагрева с учетом реального распределения температуры. В данном случае приходится решать не только электромагнитную, но и тепловую задачи, то есть требуется полновесная программа электротеплового анализа, но с некоторыми дополнительными возможностями.

Основные подходы к разработке программы

Анализ методов расчета и коммерческих пакетов программ, разработанных различными коллективами авторов, показал, что применить их напрямую для исследования необходимых вопросов безопасности, а в некоторых случаях и для традиционных вопросов электротехнологий, проблематично по многим причинам. В ряде случаев это связано со сложностью создания расчетной модели, как, например, в методах и программах, основанных на методе конечных элементов, поскольку расчетную сетку нужно менять в процессе моделирования. В других случаях методы расчета не позволяют определить те параметры, которые необходимы для дальнейшего использования, к примеру, для нахождения усилий. Большей частью многие коммерческие программы сложны для простых разработчиков индукционных технологий, требуют затрат многих усилий и времени для их изучения и последующего моделирования.

Одним из эффективных методов расчета электромагнитных параметров цилиндрических устройств индукционного нагрева, которые в основном определяют и от которых зависят электротехнологические режимы и параметры безопасности, является метод импедансных граничных условий [1]. На его основе было разработано достаточно много программ расчета. Продолжается разработка и совершенствование специализированных компьютерных программ на различных языках программирования с использованием этого метода и в настоящее время. Благодаря его достоинству, которые связаны с тем, что при решении внешних задач требуется только знание импедансов (сопротивлений) на поверхности загрузки, можно существенно сократить время расчета, требуемые объемы оперативной памяти ЭВМ и запоминаемой информации.

Такой подход и метод импедансных граничных условий были использованы и для разработки предметно-ориентированной программы двумерного электротеплового анализа и анализа электродинамических усилий в цилиндрических индукционных нагревателях. Внутренняя электротепловая задача, в результате которой находились сопротивления на поверхности элементов нагрузки, решалась с помощью метода конечных разностей [1]. Как отмечали многие авторы, использующие интегральные методы расчета, основными проблемами при решении электромагнитных задач с импедансными граничными условиями являются точное определение коэффициентов взаимных индуктивностей и магнитодвижущих сил в широком диапазоне геометрических размеров и взаимном расположении контуров между собой, что до сих пор не удалось никому даже для относительно простых систем. Каждый из разработчиков программ рекомендует свои подходы к их решению, добиваясь определенной точности, которая и определяет основные погрешности в нахождении распределенных и сосредоточенных электромагнитных параметров индуктирующих систем [1, 2].

Характерные черты и возможности программы Elta^{2D}

Основной подход к программному продукту – программе двумерного расчета для исследования электротехнологических процессов и вопросов безопасности в устройствах индукционного нагрева цилиндрических заготовок ELTA^{2D} был аналогичен подходу, реализованному в программе одномерного расчета ELTA, а именно удобство для разработчиков индукционных технологий и достаточно широкие возможности [3]. В отличие от ELTA программа ELTA^{2D} имеет пользовательский графический