

На рис. 1,д приведены расчетные значения зависимости тока через измерительную диагональ мостовой схемы от температуры $\bar{I}_o(T)$ и соответствующая ей линейаризованная зависимость $\bar{I}_{o,лин}$.

Погрешность при температуре 423К составит 14%.

Точность линейаризации может быть повышена, если действительную зависимость $\bar{I}_o(T)$ аппроксимировать прямой, пересекающейся с действительной, например, при $T = 413$ К. Угол наклона в этом случае определится выражением

$$\frac{\bar{I}_o(413) - \bar{I}_o(T_{ср})}{413 - T_{ср}} = - 0,00147.$$

Линейаризованное уравнение при этом принимает вид

$$\bar{I}_{o,лин}(T) = 0,012 - 0,00147(T - T_{ср}).$$

Погрешность при $T=423$ К составит 4,9%.

При уменьшении диапазона измеряемых температур погрешность существенно уменьшается (при измерении температур в диапазоне $\pm 20^\circ$ от $T_{ср}$ погрешность линейаризации составляет доли процента).

Л и т е р а т у р а

1. Волошин И.Ф., Палагин В.А. Переходные процессы в цепях с термисторами. - Минск: Наука и техника, 1967, с. 72.
2. Франк М.Л. Номографический справочник. - М.: ГТГИ, 1933, с.17.

УДК 621.314.632

В.Г.Черномашенцев, канд.техн.наук, В.А.Пацкевич, инженер
(БИИЖТ)

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СТАБИЛИЗИРОВАННОМ ИНВЕРТОРЕ

Широкому внедрению в промышленность индукционного нагрева токами высокой частоты способствует разработка новых источников питания, наиболее полно отвечающих требованиям, предъявляемым технологией к индукционной нагревательной ус-

тановке. В частности, необходимо, чтобы источник питания был способен работать на нагрузку с переменными электрическими параметрами. В [1] показано, что в таких установках целесообразно применять автономные тиристорные последовательные инверторы со стабилизирующими диодами.

В данной статье рассматривается новый полумостовой инвертор со стабилизацией внутренних токов и напряжений с помощью диодов, принципиальная схема которого изображена на рис. 1. Работу инвертора в установившемся режиме рассмотрим с момента включения тиристора $V1$. Открытие $V1$ приводит к возникновению тока в цепи, образованной коммутирующим конденсатором $C3$, нагрузкой Z_H , конденсатором фильтра $C1$, коммутирующим дросселем $L1$.

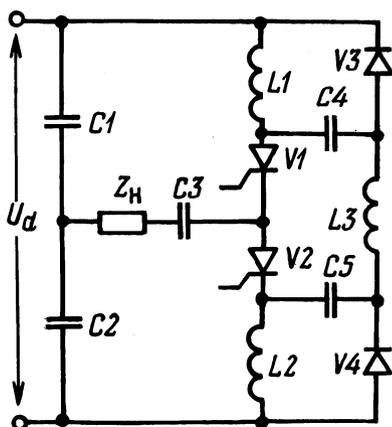


Рис. 1 Схема стабилизированного инвертора.

Параметры цепи выбраны такими, что ток в ней носит колебательный характер. Так как емкость $C1$ значительно больше $C3$, то форма тока определяется в основном параметрами Z_H , $L1$ и $C3$. После достижения током максимального значения напряжение на $L1$ меняет полярность и в некоторый момент времени становится больше напряжения на конденсаторе фильтра $C4$, что приводит к открытию диода $V3$. Одновременно происходит выключение $V1$ и прекращение подзаряда $C3$ вследствие снижения до нуля анодного тока. Вступление в работу $V3$ приводит к тому, что часть электромагнитной энергии дросселя $L1$ передается конденсатору $C4$, а с него в сеть. Величина этой энергии зависит от параметров колебательной цепи инвертора и будет максимальна при коротком замыкании нагрузки. Конденсатор $C4$ разряжается током, протекающим через дроссель фильтра $L3$.

Диод V_3 закрывается, когда иссякнет запас электромагнитной энергии в L_1 . Затем включается тиристор V_2 и в цепи $C_3 - Z_H - C_2 - L_2 - V_2$ начинает протекать ток. Далее включается V_4 и часть электромагнитной энергии дросселя L_2 передается конденсатору фильтра C_5 через диод V_4 . Таким образом, процессы, происходящие в схеме инвертора при включении второго тиристора, аналогичны уже описанным выше. Следует отметить, однако, что при включении V_2 ток через нагрузку протекает в противоположном, относительно первого случая, направлении. С выключением V_4 завершается цикл работы схемы.

Из описания принципа работы инвертора видно, что весь цикл его работы можно разделить на четыре интервала. На протяжении каждого структура схемы инвертора не меняется, что позволяет упростить математическое отображение электромагнитных процессов внутри отдельных интервалов. Начинается цикл с интервала проводимости V_1 , за которым следует интервал проводимости V_3 . С включением L_2 имеем третий интервал, за которым следует интервал проводимости V_4 .

Так как процессы на первых двух интервалах подобны процессам, протекающим в схеме инвертора на третьем и четвертом, то достаточно рассмотреть только первую половину цикла. При анализе электромагнитных процессов принято, что тиристоры и диоды являются идеальными элементами, нагрузка носит активный характер, активная мощность выделяется только в нагрузке, емкость конденсаторов фильтра значительно больше емкости коммутирующего конденсатора и индуктивность дросселя фильтра значительно больше индуктивности коммутирующих дросселей. Исследования проведены для случая, когда частота собственных колебаний коммутирующей цепи инвертора равна частоте включения тиристоров.

На рис. 2,а изображена эквивалентная схема замещения инвертора для первого расчетного интервала. Дополнительные эдс отображают начальное напряжение U_{co} на коммутирующем конденсаторе емкостью C и начальный ток i_{co} в коммутирующем дросселе индуктивностью L , который равен постоянному току дросселя фильтра I_d , учитываемому генератором тока.

Для колебательного режима работы схемы первого интервала имеем

$$i_H(t) = \frac{U_d + 2U_{co}}{2\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t, \quad (1)$$

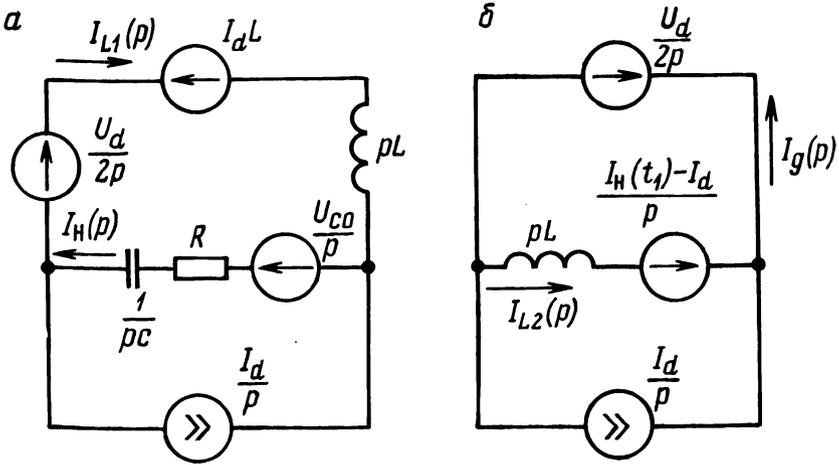


Рис. 2. Схема замещения инвертора: а – для первого интервала; б – для второго интервала.

где $\omega = \sqrt{\omega_o^2 - \delta^2}$; $\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$; $\delta^2 = \frac{R^2}{4L^2}$;

U_d – величина напряжения источника питания.

С учетом (1) напряжение на коммутирующем дросселе

$$u_L(t) = \frac{U_d + 2U_{CO}}{2} e^{-\delta t} (\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t); \quad (2)$$

на коммутирующем конденсаторе

$$u_C(t) = \frac{U_d}{2} - \left(\frac{U_d + 2U_{CO}}{2} \right) e^{-\delta t} \left(\cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right). \quad (3)$$

Завершается первый интервал в момент времени t_1 , когда напряжение на коммутирующем дросселе станет равным $-0,5U_d$, т.е. когда оно сравняется с напряжением на конденсаторе фильтра С4 (рис. 1). Для этого момента времени можно записать

$$U_d = \left(U_d + 2U_{CO} \right) e^{-\delta t_1} \left(\frac{\delta}{\omega} \sin \omega t_1 - \cos \omega t_1 \right). \quad (4)$$

На рис. 2,б приведена эквивалентная схема замещения инвертора на втором интервале, для которого справедливо

$$i_{L2}(t) = I_H(t_1) - I_d - \frac{U_d}{2} t; \quad (5)$$

$$i_g(t) = I_H(t_1) - \frac{U_d}{2L} t, \quad (6)$$

где $i_g(t)$ - ток диода.

На втором интервале энергии W_L , запасенная на коммутирующем дросселе, возвращается источнику питания. Величина ее

$$W_L = \frac{U_d}{2} \int_0^{t_2} i_g(t) dt, \quad (7)$$

где t_2 - длительность интервала проводимости диода.

Зная, что второй интервал завершается в момент выключения диода, то, приравняв к нулю (6), определяем длительность этого интервала

$$t_2 = \frac{2L I_H(t_1)}{U_d}. \quad (8)$$

С учетом (6) и (8) после интегрирования (7) получаем

$$W_L = \frac{L I_H^2(t_1)}{2} = I_d U_d \frac{\pi}{\omega},$$

откуда
$$I_d = \frac{L I_H^2(t_1)}{2 U_d} \frac{\omega}{\pi}. \quad (9)$$

В процессе перезаряда коммутирующего конденсатора от $-U_{CO}$ до $+U_{CO}$ на первом интервале энергии, поступающая от источника питания, распределяется между нагрузкой и коммутирующим дросселем

$$\frac{U_d}{2} \int_0^{t_1} i_{L1}(t) dt = \frac{L I_{L1}^2(t_1)}{2} + R \int_0^{t_1} i_H^2(t) dt. \quad (10)$$

Введя обозначения

$$\cos \alpha = \frac{d}{2} = \frac{\delta}{\omega_0}; \sin \alpha = \frac{\omega}{\omega_0}; \operatorname{tg} \beta = \frac{\delta}{\omega}; U_{co}^* = \frac{U_{co}}{U_d},$$

где d - затухание колебательной цепи инвертора, после интегрирования получим (4) и (10) в виде

$$\sin^2 \alpha = (1 + 2U_{co}^*) e^{-\delta t_1} \sin(\omega t_1 - \alpha); \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \sin^2 \alpha - e^{-\delta t_1} \sin \alpha \sin(\omega t_1 + \alpha) = \\ = \frac{1 + 2U_{co}}{2} [\cos \alpha e^{-2\delta t_1} \sin(2\omega t_1 - \beta) - \\ - e^{-2\delta t_1} (\cos \omega t_1 - \frac{\omega t_1}{2\pi} \sin^2 \omega t_1) + \sin^2 \alpha]. \end{aligned} \quad (12)$$

Время t_B , предоставляемое на восстановление тиристорами управляющих свойств, в данном инверторе складывается из длительности паузы в кривой тока нагрузки и времени t_3 , прошедшему между моментом включения противофазного тиристора и моментом появления положительного напряжения на закрытом тиристоре

$$\omega t_B = \pi - \omega t_1 + \omega t_3.$$

Положительный потенциал на аноде закрытого тиристора возникает при снижении суммарного напряжения на нагрузке и коммутирующем конденсаторе до значения $0,5 U_d$. Принимая во внимание отмеченные обстоятельства и учитывая (1), (3), можно составить следующую зависимость, из которой определяем ωt_3 при изменении затухания d :

$$d = \frac{\sin(\omega t_3 + \alpha)}{\sin \omega t_3}. \quad (13)$$

Зависимости (11), (12), (13) позволяют с помощью ЭВМ выполнить расчет процессов в инверторе и получить требуемые характеристики. Ниже рассматривается влияние d на максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе и тиристорах.

В результате анализа электромагнитных процессов установлено, что при изменении d от нуля до 0,66 отношение максимального напряжения на коммутирующем конденсаторе к величине напряжения источника питания уменьшается на 25%, что видно из рис. 3. Для сравнения можно отметить, что согласно [1] увеличение затухания от 0,2 до 0,6 в полумостовом инверторе без стабилизирующих диодов приводит к изменению относительного напряжения на коммутирующем конденсаторе от 3,2 до единицы. Из-за значительной величины напряжения на элементах полумостовой инвертор без диодов не может работать при малых значениях сопротивления нагрузки. В то же время исследуемый стабилизированный инвертор сохраняет работоспособность и при коротком замыкании нагрузки. При этом максимальное напряжение на тиристорах инвертора не превышает величины U_d .

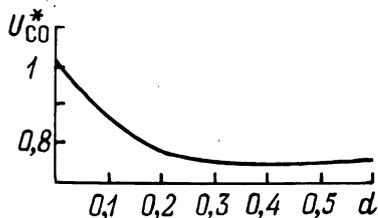


Рис. 3. Зависимость напряжения на коммутирующем конденсаторе от затухания.

В заключение отметим, что с введением в схему полумостового инвертора стабилизирующих диодов максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе и тиристорах при любом сопротивлении нагрузки не превышает величины U_d . Данное свойство разработанного инвертора позволяет использовать его в тиристорных преобразователях частоты, работающих на переменную нагрузку. В частности, он может успешно применяться в индукционных электротермических установках.

Л и т е р а т у р а

1. Тиристорные преобразователи высокой частоты./Е.Н.Беркович, Г.В.Ивенский, В.С.Иоффе. - Л.: Энергия, 1973, с.153.