

Электромагнитные процессы и сравнительный анализ автономных одноключевых параллельных инверторов напряжения с закрытым входом

(продолжение)

Евгений Силкин (г. Ульяновск)

Схемы автономных одноключевых параллельных инверторов напряжения являются перспективными для применения в устройствах силовой электроники больших мощностей и частот.

Вновь переносим начало отсчёта в точку t_3^* и рассматриваем электромагнитные процессы на интервале линейности \bar{t}_{10}^* . На интервале \bar{t}_{10}^* вентили VT, VD тока не проводят. Используя вторую эквивалентную расчетную схему (см. рис. 7), определяем величины токов i_Z^*, i_C^* и напряжений $u_Z^*, u_C^*, u_T^*, u_D^*$:

$$i_Z^* = I_E^* + \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{ I_T^* \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] - (1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2}) \frac{D}{\omega^*} \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)] \};$$

$$i_C^* = i_Z^* - I_E^* = \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{ I_T^* \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] - (1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2}) \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)] \};$$

$$u_Z^* = I_E^* - \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{ (1 + I_E^*) \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] + (\frac{\omega^* I_T^*}{D} + (1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2}) \frac{D}{2\omega^*}) \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)] \};$$

$$u_C^* = -u_Z^*;$$

$$u_T^* = -u_D^* = 1 - u_C^* = 1 + u_Z^* = 1 + I_E^* - \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{ (1 + I_E^*) \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] + (\frac{\omega^* I_T^*}{D} + (1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2}) \frac{D}{2\omega^*}) \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)] \}. \quad (22)$$

В момент времени t_4^* перехода тока i_Z^* индуктора Z через минимальное

(условно отрицательное) значение i_Z^* имеем:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_Z^*; \\ u_Z^* &= -I_E^*; \\ u_V^* &= 1 - I_E^*. \end{aligned} \quad (23)$$

Момент времени t_4^* равен

$$t_4^* = t_3^* + \frac{1}{\omega^*} \arctg \left(\frac{2\omega^* D(1 + I_E^* + 2I_T^*)}{3D^2(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2}) - 2\omega^{*2} I_T^*} \right). \quad (24)$$

В момент времени t_5^* перехода напряжения u_Z^* индуктора Z через ноль из отрицательной в положительную область значений имеем:

$$\begin{aligned} u_C^* &= 0; \\ u_V^* &= 1. \end{aligned} \quad (25)$$

Момент времени t_5^* определяется из выражения

$$t_5^* = t_3^* + \frac{1}{\omega^*} \arctg \left(\frac{2\omega^* D(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2})}{D^2(1 + I_E^* - \frac{I_T^*}{2}) - 2\omega^{*2} I_T^*} \right). \quad (26)$$

В момент времени t_6^* ток i_Z^* индуктора Z переходит через нулевое значение в положительную область и выполняется следующее условие:

$$i_C^* = -I_E^*. \quad (27)$$

Момент времени t_6^* определяется выражением:

$$t_6^* = t_3^* + \frac{1}{\omega^*} \arctg \left(\frac{\omega^* D(1 + I_E^* + (\frac{D}{4} + \frac{\omega^{*2}}{D}) I_T^*)}{D(1 + I_E^* + 2I_T^*)(1 + \frac{D}{2}) + \omega^{*2} I_T^*} \right). \quad (28)$$

В момент времени t_7^* , как уже отмечалось, напряжения u_Z^* на индукторе Z и u_C^* на компенсирующем конденсаторе C максимальны. Напряжение u_Z^* на индукторе Z условно положительное, а напряжение u_C^* на конденсаторе C – условно отрицательное. Можно записать:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_E^*; \\ i_C^* &= 0; \\ u_Z^* &= \underline{U}_Z; \\ u_C^* &= \underline{U}_C. \end{aligned} \quad (29)$$

Момент времени t_7^* равен:

$$t_7^* = t_3^* + \frac{1}{\omega^*} \arctg \left(\frac{\omega^* I_T^*}{D(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2})} \right). \quad (30)$$

Отметим, что интервал времени $[t_3^*, t_7^*]$ удовлетворяет неравенству:

$$t_7^* - t_3^* > \frac{\pi}{2}. \quad (31)$$

В момент времени t_8^* ток i_Z^* индуктора Z достигает максимального (положительного) значения. Выполняются условия:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_Z^*; \\ u_Z^* &= I_E^*; \\ u_C^* &= -I_E^*. \end{aligned} \quad (32)$$

Момент времени t_8^* определяется зависимостью:

$$t_8^* = t_3^* + \frac{1}{\omega^*} \left\{ \pi + \arctg \left[\frac{2\omega^* D \left(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2} \right)}{3D^2 \left(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2} \right) - 2\omega^{*2} I_T^*} \right] + \arctg \left[\frac{2\omega^* D \left(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2} \right)}{D^2 \left(1 + I_E^* - \frac{I_T^*}{2} \right) - 2\omega^{*2} I_T^*} \right] \right\}. \quad (33)$$

В момент времени t_9^* напряжение u_Z^* на индукторе Z снова переходит через ноль, но в этом случае из положительной – в отрицательную область значений. Соответственно, имеем:

$$\begin{aligned} u_C^* &= 0; \\ u_V^* &= 1. \end{aligned} \quad (34)$$

Момент времени t_9^* равен:

$$t_9^* = t_3^* + \frac{1}{\omega^*} \left\{ \pi + \right.$$

$$\left. \arctg \frac{\omega^* D (1 + I_E^*) (I_T^* - I_D^*)}{D^2 \left(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2} \right) \left(1 + I_E^* + \frac{I_D^*}{2} \right) - \omega^{*2} I_T^* I_D^*} \right\}. \quad (37)$$

Исходя из выражения (37), с учётом (7), для интервала линейности \bar{t}_{10}^* записываем:

$$\bar{t}_{10}^* = \frac{1}{\omega^*} \left\{ \pi + \arctg \left[\frac{\omega^* D (1 + I_E^*) (I_T^* - I_D^*)}{D^2 \left(1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2} \right) \left(1 + I_E^* + \frac{I_D^*}{2} \right) - \omega^{*2} I_T^* I_D^*} \right] \right\}. \quad (38)$$

При этом интервал паузы \bar{t}_{10}^* должен удовлетворять очевидному неравенству:

$$\pi < \bar{t}_{10}^* < 2\pi. \quad (39)$$

Уравнения системы (22) – трансцендентные. Их можно разрешить относительно неизвестных величин, например, методом итераций. Задача су-

И, наконец, в момент времени t_{10}^* напряжение u_Z^* на индукторе Z является отрицательным, а напряжение u_C^* на компенсирующем конденсаторе C становится условно положительным. Можно записать следующие равенства:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_E^* + I_D^*; \\ i_C^* &= I_D^*; \\ u_Z^* &= -1; \\ u_C^* &= 1; \\ u_T^* &= -u_D^* = 0. \end{aligned} \quad (36)$$

Момент времени t_{10}^* определяется выражением:

щественно упрощается, если учесть, что для любого применяемого управления рассматриваемым инвертором напряжения имеет место «привязка» к резонансной частоте ω^* нагрузочного колебательного контура.

Считая интервал \bar{t}_{10}^* резонансного перезаряда компенсирующего конденсатора C заданным, определяем неизвестные токи I_E^*, I_T^*, I_D^* :

$$\begin{aligned} I_E^* &= I_T^* \frac{\sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*]}{\omega^* D \left(\exp\left[\frac{D}{2} \bar{t}_{10}^*\right] - \cos[\omega^* \bar{t}_{10}^*] - \frac{D}{2\omega^*} \sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*] \right) - 1}; \\ I_T^* &= (1 + I_E^*) \frac{\omega^* D \left(\exp\left[\frac{D}{2} \bar{t}_{10}^*\right] - \cos[\omega^* \bar{t}_{10}^*] - \frac{D}{2\omega^*} \sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*] \right)}{\sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*]}; \\ I_D^* &= \exp\left[-\frac{D}{2} \bar{t}_{10}^*\right] \{ I_T^* \cos[\omega^* \bar{t}_{10}^*] - (1 + I_E^* + \frac{I_T^*}{2}) \sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*] \} = \\ &= I_T^* \frac{\cos[\omega^* \bar{t}_{10}^*] - \left(\frac{\sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*]}{\omega^{*2} \left(\exp\left[\frac{D}{2} \bar{t}_{10}^*\right] - \cos[\omega^* \bar{t}_{10}^*] - \frac{D}{2\omega^*} \sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*] \right) + \frac{D}{2\omega^*}} \right) \sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*]}{\exp\left[\frac{D}{2} \bar{t}_{10}^*\right]}. \end{aligned} \quad (40)$$

Интервал линейности \bar{t}_3^* равен

$$\bar{t}_3^* = T^* - \bar{t}_{10}^* = \frac{2\pi}{\omega} - \bar{t}_{10}^* = \frac{1}{T^*} \int_{\bar{t}_3^*}^{t_{10}^*} u_Z^* dt^* + t_9^* - t_5^* - \bar{t}_{10}^* \quad (41)$$

$$\text{где } A = \frac{\cos[\omega^* \bar{t}_{10}^*] - \left(\frac{\sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*]}{\omega^* \left(\exp\left[\frac{D}{2} \bar{t}_{10}^*\right] - \cos[\omega^* \bar{t}_{10}^*] - \frac{D}{2\omega^*} \sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*] \right)} + \frac{D}{2\omega^*} \right) \sin[\omega^* \bar{t}_{10}^*]}{\exp\left[\frac{D}{2} \bar{t}_{10}^*\right]} \quad (42)$$

Мощность P^* инвертора в относительных единицах равна:

$$P^* = I_E^* \quad (43)$$

Мощность P^* в выражении (43) определяется без учёта электрических потерь в устройстве. Таким образом, выражение (43) определяет входную мощность инвертора напряжения без потерь, или, что то же самое, мощность P^* , потребляемую им от источника питания. Все приведённые выше аналитические расчёты также были выполнены без учёта потерь в инверторе.

Выходная мощность P_Z^* инвертора с потерями будет несколько ниже:

$$P_Z^* = P^* \eta = I_E^* \eta, \quad (44)$$

где $\eta < 1$ – коэффициент полезного действия инвертора, который зависит от режима работы устройства.

Инвертор используется в системах электропитания и управления высокочастотных технологических установок. В реальных условиях его нагрузка подвержена значительным изменениям. Это выражается в изменении электрических параметров схемы замещения L^* и r^* индуктора Z, характеризующих потребление реактивной и активной мощности. Для всех режимов работы одноключевого параллельного инвертора напряжения первого вида выполняются тождества:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} u_V^* dt^* &= \frac{1}{T^*} \int_{\bar{t}_3^*}^{t_{10}^*} u_V^* dt^* = 1; \\ \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} u_Z^* dt^* &= 1 - \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} u_V^* dt^* = 0; \\ \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} i_V^* dt^* &= \frac{1}{T^*} \int_{\bar{t}_3^*}^{t_{10}^*} i_V^* dt^* = -I_E^*; \\ \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} i_F^* dt^* &= \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} (I_E^* + i_V^*) dt^* = 0; \end{aligned}$$

Используя (40) и (41), получаем из (17) выражение для максимального тока I_T^* транзистора VT в окончательном виде:

$$I_T^* = \frac{\exp\left[-D \bar{t}_3^*\right] - 1}{1 - A \exp\left[-D \bar{t}_3^*\right]},$$

$$\frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} i_C^* dt^* = \frac{1}{T^*} \int_{\bar{t}_3^*}^{t_{10}^*} i_C^* dt^* = 0;$$

$$\frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} i_Z^* dt^* = \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} i_F^* dt^* + \frac{1}{T^*} \int_{\bar{t}_3^*}^{t_{10}^*} i_C^* dt^* = 0. \quad (45)$$

Из системы (45) следует, что выходной ток i_Z^* инвертора не содержит постоянной составляющей. С уменьшением относительного интервала \bar{t}_{10}^* колебательного перезаряда компенсирующего конденсатора C возрастает уровень максимального напряжения U_V^* на вентильной ячейке и, следовательно, на нагрузке Z (\underline{U}_Z^*) и самом компенсирующем конденсаторе C (\underline{U}_C^*).

Одноключевой параллельный инвертор напряжения второго вида работает следующим образом. Цикл (период) T его работы также может быть разделён во времени t на два интервала линейности: \bar{t}_3^* проводящего состояния встречно-параллельного диода VD и управляемого вентиля VT и интервала паузы \bar{t}_{10}^* .

На рисунке 4 приведены временные диаграммы токов и напряжений на элементах рассматриваемой схемы одноключевого параллельного инвертора. На диаграммах даны: мгновенное напряжение u_Z и ток i_Z индуктора Z; мгновенное напряжение u_V и мгновенные токи i_T , i_D транзистора VT и диода VD; мгновенное напряжение u_C и ток i_C компенсирующего конденсатора C; напряжение u_F на разделительном конденсаторе и ток i_E источника питания. При этом отметим, что выполняется очевидное равенство:

$$u_V = u_T = -u_D = -u_C. \quad (46)$$

При снижении напряжения u_C на компенсирующем конденсаторе C до нуля в момент времени t_0 включается встречно-параллельный диод VD, ток которого i_D скачком возрастает от нуля

до максимального значения I_D , равно току i_C компенсирующего конденсатора C непосредственно перед включением диода VD. Ток i_C конденсатора C непосредственно после включения диода VD в момент времени t_0 становится равным нулю. Коммутационные потери во встречно-параллельном диоде VD при его включении малы, поскольку напряжение u_D в момент времени t_0 равно нулю.

В интервале $[t_0, t_1]$ ток i_D диода VD изменяется по экспоненциальному закону от максимального значения I_D до нуля. Напряжение u_Z на индукторе Z в интервале линейности равно напряжению u_F на разделительном конденсаторе C1. При ёмкости фильтра C1, соответствующей (5), напряжение u_Z на индукторе Z является квазипостоянным. В момент времени t_1 встречно-параллельный диод VD выключается; затем (в момент t_1) включается и начинает проводить ток i_T транзистор VT. Ток i_T транзистора VT экспоненциально нарастает от нуля до максимального значения I_T в течение интервала времени $[t_1, t_3]$. Ток i_Z индуктора Z в интервале $[t_1, t_3]$ изменяет направление на противоположное. При этом напряжение u_Z на индукторе Z в интервале $[t_1, t_3]$, равно напряжению u_F на разделительном конденсаторе C1.

В момент времени t_3 транзистор VT выключается и начинается интервал паузы или резонансного перезаряда компенсирующего конденсатора C. Выключение транзистора VT также осуществляется при нулевом напряжении u_T и минимальных коммутационных потерях. Мгновенное напряжение u_C на конденсаторе C в интервале времени \bar{t}_{10}^* изменяется от нулевого до максимального U_C значения ($\underline{U}_C = U_C$, $\underline{U}_C = 0$) в момент времени t_7 и далее снова падает по колебательному закону до нуля (в момент времени t_{10}). В момент времени t_{10} , когда напряжение u_C на компенсирующем конденсаторе C снова становится равным нулю, заканчивается период T в работе инвертора. В следующем цикле T электромагнитные процессы в инверторе повторяются.

На интервале времени \bar{t}_{10}^* напряжение u_Z на индукторе Z дважды изменяет знак, а ток i_Z достигает вначале минимального \underline{I}_Z , а затем максимального \bar{I}_Z значения. В интервале паузы ток i_Z индуктора Z однократно изменяет знак на противоположный. В момент времени t_{10} через индуктор Z протекает

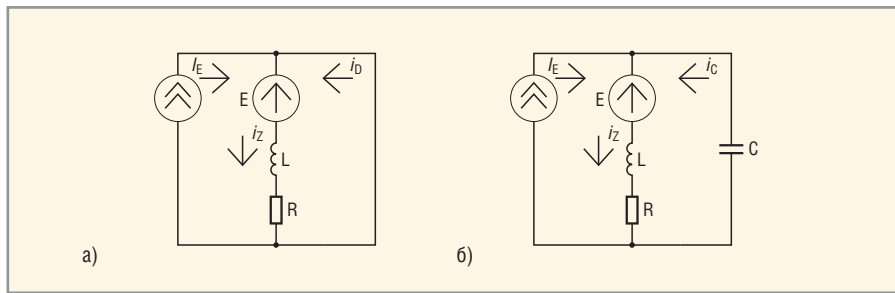


Рис. 8. Эквивалентные расчётные схемы одноключевого параллельного инвертора напряжения второго вида на интервалах линейности

условно положительный ток i_Z , равный:

$$\begin{aligned} i_Z &= i_E + i_D; \\ i_Z &= i_E + I_D. \end{aligned} \quad (47)$$

Как видно, характер электромагнитных процессов в схемах первого и второго вида является аналогичным.

На рисунке 8 приведены эквивалентные расчётные схемы для инвертора напряжения на интервалах линейности \bar{t}_3^* и \bar{t}_{10}^* соответственно, выполненные с учётом ранее принятых допущений. На схемах отмечены направления токов I_E , i_Z , i_D , и i_C , принятые за условно положительные. Ток i_T транзистора VT имеет противоположное направление относительно тока i_D диода VD.

Из первой эквивалентной расчётной схемы (см. рис. 8) для параллельного инвертора напряжения второго вида могут быть получены идентичные (16) – (18) зависимости (при выбранных направлениях токов I_E^* , i_Z^* , i_D^*) для интервала $[t_0^*, t_1^*]$.

В указанном интервале $[t_0^*, t_1^*]$ напряжения на транзисторе VT (u_T^*), встречно-параллельном диоде VD (u_D^*) и компенсирующем конденсаторе С (u_C^*) равны нулю:

$$u_T^* = -u_D^* = -u_C^* = 0. \quad (48)$$

В интервале $[t_1^*, t_3^*]$ токи i_Z^* индуктора Z и i_T^* транзистора VT, напряжение u_Z^* на индукторе Z, моменты времени t_2^* , t_3^* и относительный интервал линейности \bar{t}_3^* определяются в соответствии с выражениями (20) и (21).

Таким образом, математическое описание электромагнитных процессов для схемы второго вида на интервале линейности \bar{t}_3^* полностью совпадает с описанием для схемы первого вида. Это становится понятным из рассмотрения эквивалентных расчётных схем (см. рис. 7 и 8). Поскольку на интервале \bar{t}_3^* через компенсирующий конденсатор С ток i_C^* не протекает ($i_C^* = 0$), то

ветвь с указанным конденсатором С на первой эквивалентной расчётной схеме (см. рис. 8) может быть разомкнута. В результате такого простого преобразования на интервале линейности \bar{t}_3^* получаются совершенно одинаковые расчётные схемы для обоих инверторов.

На интервале \bar{t}_{10}^* эквивалентные расчётные схемы для инверторов первого и второго вида различаются: в инверторе второго вида в контуре колебательного перезаряда компенсирующего конденсатора С, кроме источника тока I_E , действует ещё и источник постоянного напряжения Е. Используя вторую эквивалентную расчётную схему (см. рис. 8), определяем величины токов i_Z^* , i_C^* и напряжений u_Z^* , u_C^* , u_T^* , u_D^* :

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_E^* + \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{I_T^* \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] - \\ &- (1 + I_E^* + \frac{I_T}{2}) \frac{D}{\omega^*} \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)]\}; \\ i_C^* &= i_Z^* - I_E^* = \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{I_T^* \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] - \\ &- (1 + I_E^* + \frac{I_T}{2}) \frac{D}{\omega^*} \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)]\}; \\ u_Z^* &= I_E^* - \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{(1 + I_E^*) \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] + \\ &+ (\frac{\omega^* I_T}{D} + (1 + I_E^* + \frac{I_T}{2}) \frac{D}{2\omega^*}) \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)]\}; \\ u_C^* &= -1 - u_Z^*; \\ u_T^* &= -u_D^* = -u_C^* = 1 + u_Z^* = \\ &= 1 + I_E^* - \exp\left[-\frac{D}{2}(t^* - t_3^*)\right] \{(1 + I_E^*) \cos[\omega^*(t^* - t_3^*)] + \\ &+ (\frac{\omega^* I_T}{D} + (1 + I_E^* + \frac{I_T}{2}) \frac{D}{2\omega^*}) \times \\ &\times \sin[\omega^*(t^* - t_3^*)]\}. \end{aligned} \quad (49)$$

В момент времени t_4^* перехода тока i_Z^* индуктора Z через минимальное \underline{I}_Z значение имеем:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= \underline{I}_Z; \\ u_Z^* &= -I_E^*; \\ u_C^* &= 1 + I_E^*. \end{aligned} \quad (50)$$

Момент времени t_4^* определяется в соответствии с (24). В момент времени t_5^* перехода напряжения u_Z^* индуктора Z через ноль из отрицательной в положительную область значений имеем:

$$u_C^* = -1. \quad (51)$$

Момент времени t_5^* определяется из выражения (26). В момент времени t_6^* ток i_Z^* индуктора Z переходит через нулевое значение в положительную область. Выполняется следующее условие:

$$i_C^* = -I_E^*. \quad (52)$$

Момент времени t_6^* выражается зависимостью (28).

В момент времени t_7^* напряжения u_Z^* на индукторе Z и u_C^* на компенсирующем конденсаторе С максимальны. Напряжение u_Z^* на индукторе Z положительное, а напряжение u_C^* на конденсаторе С – отрицательное. Можно записать:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_E^*; \\ i_C^* &= 0; \\ u_Z^* &= \underline{U}_Z; \\ u_C^* &= U_C. \end{aligned} \quad (53)$$

Момент времени t_7^* равен (30).

В момент времени t_8^* ток i_Z^* индуктора Z достигает максимального значения. Выполняются условия:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= \underline{I}_Z; \\ u_Z^* &= I_E^*; \\ u_C^* &= -1 + I_E^*. \end{aligned} \quad (54)$$

Момент времени t_8^* определяется зависимостью (33).

В момент времени t_9^* напряжение u_Z^* на индукторе Z переходит через ноль из положительной в отрицательную область значений. Соответственно, имеем:

$$u_C^* = -1. \quad (55)$$

Момент времени t_9^* вычисляется по выражению (35).

В момент времени t_{10}^* напряжение u_Z^* на индукторе Z снова становится

Количественные различия режимов работы инверторов

Параметр	P_Z^*	\bar{U}_Z^*	\bar{I}_Z^*	\bar{I}_F^*	\bar{I}_C^*	\bar{I}_V^*	$[t_0^*, t_1^*]$	$[t_1^*, t_3^*]$	$[t_3^*, t_{10}^*]$
Схема первого вида	0,0125	1,0340	0,1094	0,0464	0,0992	0,0473	1,1515	1,5894	4,3628
Схема второго вида	0,0140	1,1080	0,1167	0,1167	0,1054	0,0555	1,1029	1,8003	4,2001

отрицательным, а напряжение u_C^* на компенсирующем конденсаторе С – равным нулю. Можно записать следующие условия:

$$\begin{aligned} i_Z^* &= I_E^* + I_D^*; \\ i_C^* &= I_D^*; \\ u_Z^* &= -1; \\ u_C^* &= -u_T^* = u_D^* = 0. \end{aligned} \tag{56}$$

Момент времени t_{10}^* определяется из выражения (37), а интервал линейности \bar{t}_{10}^* – из выражения (38).

Равенства (39) – (45) также выполняются для рассматриваемого инвертора напряжения второго вида.

Несмотря на видимое подобие большинства приведённых математических зависимостей, режимы работы сравниваемых инверторов различаются количественно и качественно. Например, при одинаковых параметрах элементов и равной выходной частоте ω^* одноключевой параллельный инвертор напряжения второго вида имеет на 10...12% большую выходную мощность P_Z^* . Другие количественные различия в режимах отражает таблица.

Сравнение производилось для инверторов напряжения, работающих на нагрузочные контуры с коэффициентами затухания D , волновым сопротивлением ρ и с относительными параметрами, равными $D = 0,0968$; $\rho = 1,0328$; $Q^* = 94,440$; $L^* = 10,331$; $\omega^* = 0,9988$; $\underline{\omega}^* = 0,8853$.

В таблице использованы следующие обозначения: \bar{U}_Z^* – относительное действующее напряжение на нагрузке Z; \bar{I}_Z^* , \bar{I}_F^* , \bar{I}_C^* , \bar{I}_V^* – действующие токи индуктора Z, разделительного конденсатора С1, компенсирующего конденсатора С и вентильной ячейки (VD, VT) соответственно. Качественные различия заключаются, в том числе, в определённом «смещении» режимов работы инвертора второго вида в сторону меньших (на 1...2%) значений интервалов \bar{t}_{10}^* колебательного перезаряда компенсирующего конденсатора С, что обусловлено «включением» в нагрузочный контур источника Е (реально, конденсатора фильтра С1 сравнительно большой ёмкости С1) и его влиянием на электромагнитные процессы. Кроме того, при уменьшении интерва-

ла линейности \bar{t}_{10}^* для инвертора второго вида при одинаковых параметрах сокращается интервал проводимости $[t_0^*, t_1^*]$ встречно-параллельного диода VD (на 4...5%) и возрастает интервал проводимости $[t_1^*, t_3^*]$ управляемого вентиля VT (на 11...14%). В результате изменяется и соотношение указанных интервалов $[t_0^*, t_1^*]$, $[t_1^*, t_3^*]$, что приводит к существенному изменению режимов работы.

Как было отмечено выше, параллельный инвертор второго вида может иметь конструктивно-технологические преимущества перед инвертором первого вида. Но при этом следует иметь в виду, что управляемый вентиль VT в схеме второго вида будет недоиспользован по току (на 8...10%) по сравнению со схемой первого вида.

Рассмотренные автономные одноключевые параллельные инверторы напряжения без постоянной составляющей тока в нагрузке с закрытым входом могут быть рекомендованы, в частности, для применения на высоких частотах в преобразователях для питания т.н. трансформаторных нагрузок. Такими нагрузками являются, например, одновитковые индукторы контуров закалочных установок или мощные генераторы озона. Трансфор-

маторы в этих системах используются как согласующие элементы, а также служат для гальванической развязки источника питания и нагрузки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радиотехники, 4-е изд. Радио и связь, 1983.
2. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. Энергоатомиздат, 1986.
3. Дзиев С.В., Силкин Е.М., Ташихин С.Н. и др. Устройство для индукционного нагрева. А.с. 1800659, СССР, МКИ Н05 В 6/06. 1993. БИ № 9.
4. Силкин Е.М., Мизин Г.В., Пахалин А.И. и др. Способ управления преобразователем частоты. Патент 2020711, РФ, МКИ Н02 М 5/458. 1994. БИ № 18.
5. Рогинская Л.Э., Иванов А.В., Мульменко М.М. и др. Электромагнитные процессы и параметрический синтез одновентильных инверторов с обратным диодом для электротермии. Электричество. 2003. № 12. С. 40–45.
6. Силкин Е.М. Автономный одноключевой параллельный инвертор напряжения Заявка 2009101618, РФ, МКИ Н02 М 7/5387. 2009. БИ № 1.
7. Силкин Е.М. Параллельный инвертор напряжения. Заявка 2009103491, РФ, МКИ Н02 М 7/5387. БИ 2009. № 2.

