

Расчет тока пульсаций в DC-шине 3-фазного IGBT инвертора

В конденсаторные банки звена постоянного тока втекает выпрямленный ток выпрямителя $i_{dr}(t)$ и вытекает входной ток инвертора $i_{di}(t)$. Разница мгновенных значений этих токов даст мгновенное значение переменной составляющей тока банок $i_c(t) = i_{dr}(t) - i_{di}(t)$. Установленная мощность электролитических банок, т.е. их число, определяется величиной действующего значения переменной составляющей тока I_c , протекающего через банки.

Среднее значение тока выпрямителя и тока инвертора одинаковое и равно I_d . Поскольку токи, вносимые в банки со стороны выпрямителя $i_{dr}(t) - I_d$ и со стороны инвертора $i_{di}(t) - I_d$, имеют разные частоты, принято действующие значения вносимых токов I_{cr} и I_{ci} считать отдельно, затем вычисляют результирующий ток:

$$I_c = \sqrt{I_{cr}^2 + I_{ci}^2}$$

В рассматриваемом классе устройств, где в инверторе присутствует переключаемый с достаточно высокой частотой транзисторный ключ, имеем $I_{ci} \gg I_{cr}$, следовательно:

$$I_c \approx I_{ci}$$

Число банок выбирается пропорционально току I_{ci} согласно декларируемым характеристикам электролитических конденсаторов. Расчет I_{ci} представляет собой трудоемкую вычислительную задачу. Высокая точность обеспечивается в случае построения математической модели инвертора и получения установившегося режима, где находится форма входного тока инвертора $i_{di}(t)$ и ток, вносимый в банки $i_{ci}(t) = i_{di}(t) - I_d$, после чего находится действующее значение I_{ci} .

Наиболее сложная задача – определить мгновенный входной ток инвертора $i_{di}(t)$. В нашем случае не требуется высокая точность определения $i_{di}(t)$, поскольку требуется только сравнительная оценка схем, т.е. отношение друг к другу действующих токов банок I_{ci} в различных схемах инвертора. В таком случае важно не упустить общие закономерности, которые одинаково действуют во всех схемах инвертора и определяют величину I_{ci} . Характерная форма тока $i_{di}(t)$ дана на Рис. 1.

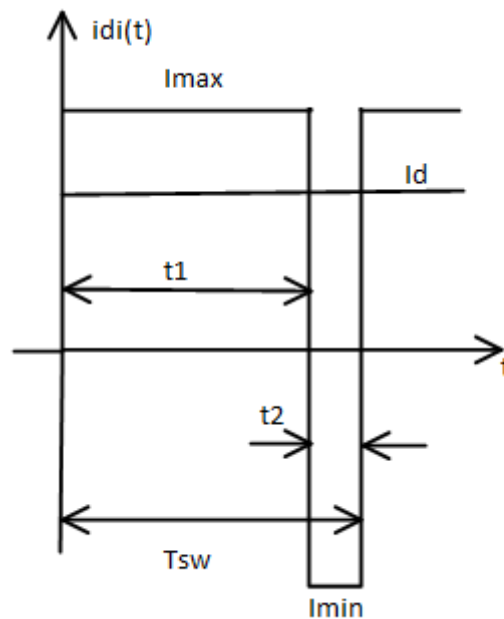


Рис. 1. Характерная форма входного тока инвертора

Проблема в том, что значения I_{max} и I_{min} не стабильны – в соседних периодах T_{sw} различаются. Процесс повторяется каждые 60° периода инвертора (Рис. 2), что составляет 10 периодов T_{sw} при соотношении частот $f_{sw}/f_{out}=60$. Поэтому будем использовать усредненные значения I_{max} и I_{min} . Введем обозначения:

$$i_1 = I_{max} - I_d, \quad i_2 = I_d - I_{min}$$

Поскольку I_d является средним значением, имеем:

$$i_1 * t_1 = i_2 * t_2, \quad t_2 = t_1 * \frac{i_1}{i_2}$$

$$I_{ci} = \sqrt{\frac{i_1^2 * t_1 + i_2^2 * t_2}{t_1 + t_2}} = \sqrt{i_1 * i_2}$$

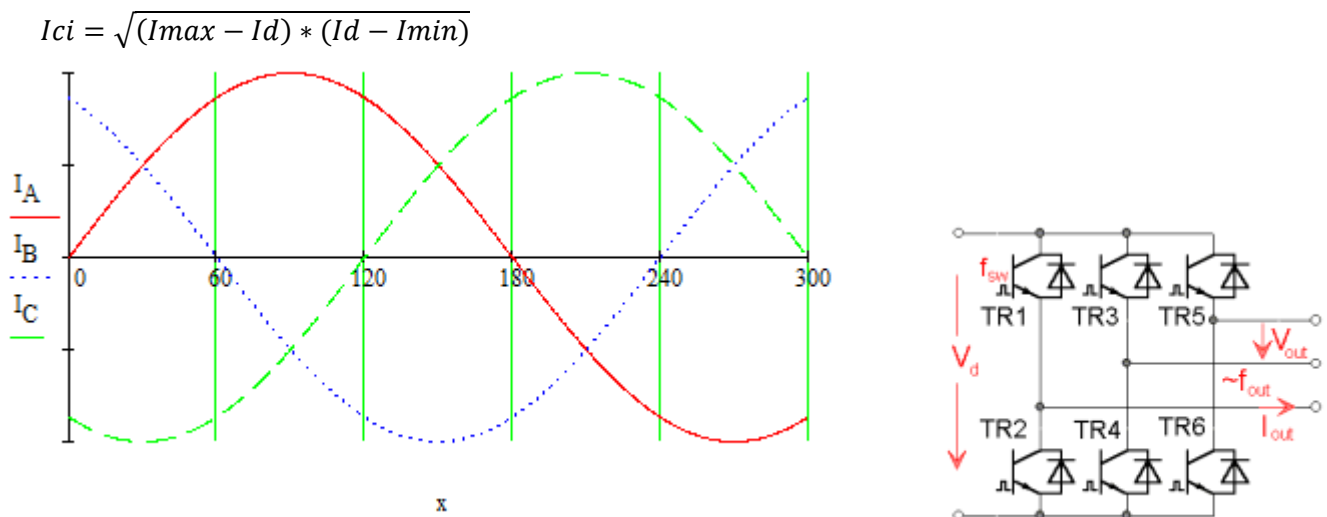


Рис. 2. Форма синусоидальных огибающих фазных токов инвертора I_A, I_B, I_C

Для простоты объяснений можно принять амплитуду выходного тока $I_{out} \cdot \sqrt{2}$ равной 1. Значение I_{max} варьируется от $\sin(60^\circ)=0.866$ до $\sin(90^\circ)=1$. Значение 1 находится в точках $30^\circ, 90^\circ, 150^\circ$ и т.д., смотрите Рис. 2. Значение 0.866 находится в точках $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ и т.д. Усредненное значение:

$$I_{max} = \frac{3}{\pi} * \sqrt{2} * I_{out} = 1.35 * I_{out}$$

Значение I_{min} варьируется от 0 до -0.866. Значение -0.866 находится в точках $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ и т.д. Значение 0 находится в точках $30^\circ, 90^\circ, 150^\circ$ и т.д. Значение 0 образуется, когда входной ток инвертора обрывается в результате внутреннего короткого замыкания, например, в точке 90° , когда транзистор TR1 еще выключен, а транзисторы TR4 и TR6 уже выключились. Ток замыкается по внутреннему контуру TR1-D3-D5, до отрицательного полюса банок ток не доходит. Длительность нуля тока в этой точке продолжается не менее $0.5 * T_{sw}$, чуть больше, если отношение $U_d/U_{out} > \sqrt{2}$ (в нашем случае $U_d/U_{out} = 1.5$) и фазные токи и напряжения совпадают по фазе, $\cos(\varphi)=1$. Значение $I_{min}=-0.866$ имеет длительность не менее $(1-0.866) * T_{sw}$. Усредненное значение I_{min} оценивается следующим образом:

$$\frac{I_{min}}{\sqrt{2} * I_{out}} = -0.866 * \frac{(1 - 0.866) * T_{sw}}{T_{sw}}$$

$$I_{min} = -0.164 * I_{out}$$

Если взять косинус на выходе $\cos(\varphi)=1$ и отношение $U_d/U_{out}=1.5$, то, как показано выше, $I_d=1.155 * I_{out}$, следовательно:

$$I_{ci} = \sqrt{(I_{max} - I_d) * (I_d - I_{min})} = I_{out} * \sqrt{(1.35 - 1.155) * (1.155 + 0.164)} = 0.507 * I_{out}$$

Ток I_{ci} получен для частоты $f_{sw}=3\text{кГц}$, однако допустимый ток конденсаторов нормируется для частоты 100Гц. Для нормирования используется частотный коэффициент приведения $fact_f$, который для частоты 3кГц равен 1.30, следовательно:

$$I_{100\text{Hz}} = fact_f * I_{ci}$$

$$I_{100\text{Hz}} = \frac{0.507}{1.30} * I_{out} = 0.39 * I_{out}$$

В работе [1] выведена норма для линейки инверторов SEMIKUBE: $I_{100\text{Hz}} = 0.32 * I_{out}$, что дает хорошее совпадение с полученной формулой, которая дает небольшой запас ($0.39 > 0.32$) по отношению к практическому опыту, и в то же время обеспечивается гибкость расчетов. Например, если инвертор должен работать с пониженным косинусом $\cos(\varphi)=0.5$ при том же номинальном токе I_{out} , то при прочих равных условиях ток I_d уменьшается с коэффициентом 0.5 (в два раза), следовательно:

$I_{ci} = \sqrt{(I_{max} - I_d) * (I_d - I_{min})} = I_{out} * \sqrt{(1.35 - 1.155 * 0.5) * (1.155 * 0.5 + 0.164)} = 0.757 * I_{out}$, что в 1.5 раза больше, чем при $\cos(\varphi)=1$ (было $0.507 * I_{out}$). Тот же результат будет, если потребовать глубокую регулировку напряжения инвертора U_{out} в 2 раза при сохранении без изменения U_d и все того же номинального тока I_{out} .