

Г.В. БАРЕГАМЯН

РАСЧЕТ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В ИНВЕРТОРЕ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И СИНУСОИДАЛЬНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Рассматриваются вопросы расчета потерь мощности в отдельных узлах и КПД инвертора с широтно-импульсной модуляцией и синусоидальным выходным напряжением. Приводятся расчетные выражения для случаев двухуровневой и трехуровневой модуляций. Дается пример расчета.

Ключевые слова: инвертор, широтно-импульсная модуляция, коммутатор, трансформатор, фильтр, потери мощности.

Одним из основных параметров любого электротехнического устройства является его КПД, который определяется правильным решением комплекса вопросов, начиная от выбора оптимальных структурных и схемных решений и кончая оптимизацией характеристик и параметров устройства. Рассчитать, либо оценить КПД важно на ранних стадиях проектирования, когда сравниваются разные варианты и принимаются конечные решения.

В работе рассматривается однофазный стабилизированный мостовой инвертор (рис.), преобразующий входное постоянное напряжение в выходное синусоидальное и работающий посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Расчет токов и напряжений схемы при двухуровневой (ДШИМ) и трехуровневой (ТШИМ) модуляциях проведен в работах [1, 2]. Ниже рассматриваются вопросы расчета потерь мощности в узлах инвертора и оценки его КПД.

Суммарные потери мощности складываются из пяти составляющих:

$$\Delta P_{\Pi} = \Delta P_{\Phi, \text{вх}} + \Delta P_K + \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\Phi, \text{вых}} + \Delta P_{\text{СУ}},$$

представляющих соответственно потери во входном фильтре, коммутаторе, трансформаторе, выходном фильтре и в системе управления (СУ). Выражения для первых четырех компонентов в относительных единицах и при ДШИМ имеют вид

$$\begin{aligned} \Delta \bar{P}_{\Phi, \text{вх}} &= \frac{\bar{r}_{\Phi, \text{вх}}}{\eta_{\text{тр}}^2} \left\{ F_1^2 \left[1 - \frac{M^2}{4} (1 + \cos 2\alpha) \right] + F_4^2 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{8}{\pi\sqrt{3}} F_1 F_3 \left[1 - M^2 \left(1 + \frac{1}{3} \cos 2\alpha \right) + \frac{M^4}{120} (45 + 20 \cos 2\alpha - \cos 4\alpha) \right] \right\}, \\ \Delta \bar{P}_{\text{тр}} &\approx \frac{\sqrt{2}}{M} \left(\frac{1}{\eta_{\text{тр}}} - 1 \right) F_2 \sqrt{F_1^2 + F_4^2}, \quad \Delta \bar{P}_{\Phi, \text{вых}} = \bar{r}_L (F_1^2 + F_4^2) + \bar{r}_C (\bar{Y}_C^2 + F_4^2), \\ \Delta \bar{P}_K &= \frac{1}{\eta_{\text{тр}}} \left[4(\Delta \bar{U}_{\text{VT}} F_6 + \Delta \bar{U}_{\text{VD}} F_7) + \frac{\sqrt{2}}{3} \bar{U}_{\text{дНОМ}} \bar{t}_{K \max} F_1 \right], \end{aligned} \quad (1)$$

а в случае ТШИМ:

$$\Delta \bar{P}_{\Phi.вх} = \frac{\bar{r}_{\Phi.вх}}{\eta_{тр}^2} \left\{ F_1^2 \frac{4M}{3\pi} \left[1 + \cos^2 \alpha - \frac{3\pi}{16} M(1 + \cos 2\alpha) \right] + \frac{32M^3}{9\pi} F_3^2 \left(1 - \frac{9\pi}{16} M + \frac{4}{5} M^2 \right) \right\},$$

$$\Delta \bar{P}_K = \frac{1}{\eta_{тр}} \left[4(\Delta \bar{U}_{VT} F_8 + \Delta \bar{U}_{VD} F_9) + \frac{\sqrt{2}}{3} \bar{U}_{дНОМ} \bar{t}_{Kmax} F_1 \right], \quad (2)$$

$$\Delta \bar{P}_{тр} \approx \frac{2}{\sqrt{\pi} M^3} \left(\frac{1}{\eta_{тр}} - 1 \right) F_2 \sqrt{F_1^2 + F_5^2}, \quad \Delta \bar{P}_{\Phi.вых} = \bar{r}_L (F_1^2 + F_5^2) + \bar{r}_C (\bar{Y}_C^2 + F_5^2)$$

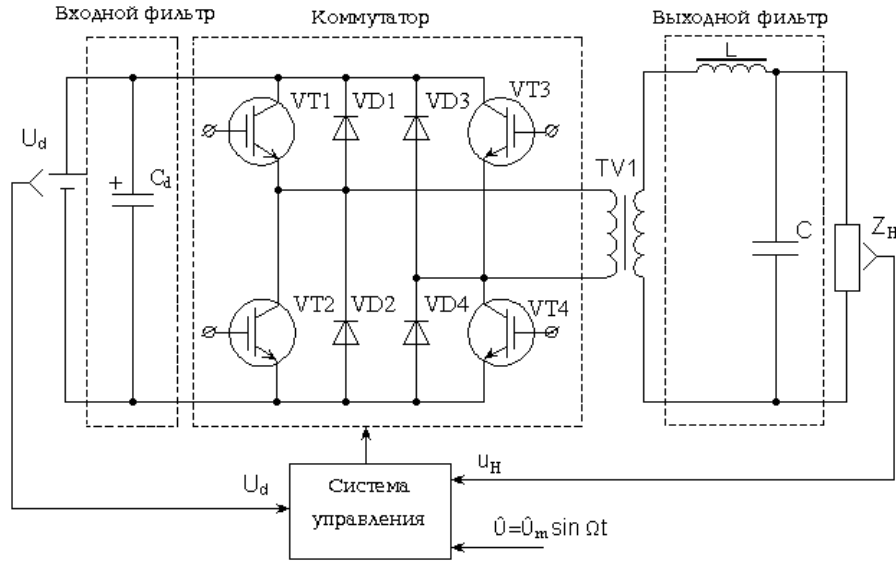


Рис.

Здесь и далее в выражениях приняты обозначения: U_d - напряжение питания инвертора; $\bar{X}_L = 2\pi f L / Z_H$, $\bar{Y}_C = 2\pi f C Z_H$ - относительные сопротивление дросселя и проводимость конденсатора выходного LC-фильтра на основной (выходной) частоте; $\bar{r}_L = r_L / Z_H$, $\bar{r}_C = r_C / Z_H$ - их эквивалентные последовательные сопротивления; $\bar{r}_{\Phi.вх} = \bar{r}_{\Phi.вх} / n^2 Z_H$ - эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора входного емкостного фильтра; $\bar{t}_{Kmax} = f_H t_{Kmax}$ - максимальное относительное время переключения вентиля коммутатора; f_H - несущая частота ШИМ; $\eta_{тр}$ - КПД трансформатора; ΔU_{VT} , ΔU_{VD} - прямые падения напряжений на открытом транзисторе и возвратном диоде коммутатора; Z_H , φ - сопротивление и угол активно-индуктивной нагрузки; M - максимальная глубина модуляции; α - расчетный угол; n - коэффициент трансформации (при точных расчетах в случае ДШИМ вместо U_{dmin} можно положить $U_{dmin} \Delta U_{VT} + \Delta U_{VD}$); $F_1 \dots F_9$ - коэффициенты.

Выражения для $F_1 \dots F_9$, M , α и n имеют вид

$$\begin{aligned}
F_1 &= \sqrt{1 - 2\bar{Y}_C \sin \varphi + \bar{Y}_C^2}, \quad F_2 = \sqrt{(1 - \bar{X}_L \bar{Y}_C)^2 - 2\bar{X}_L(1 - \bar{X}_L \bar{Y}_C) \sin \varphi + \bar{X}_L^2}, \\
F_3 &= \frac{\pi F_2}{2f_H M \bar{X}_L}, \quad F_4 = F_3 \sqrt{\frac{2}{3} \left(1 - M^2 + \frac{3}{8} M^4\right)}, \quad F_5 = F_3 \sqrt{\frac{4}{3} M^2 \left(1 - \frac{16}{3\pi} M + \frac{3}{4} M^2\right)}, \\
F_6 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} F_1 \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi M}{8} \cos \alpha\right) \left[1 + \frac{2F_3^2}{F_1^2} (1 - M^2 \sin^2 \alpha)^2\right], \\
F_7 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} F_1 \left(\frac{1}{2} - \frac{\pi M}{8} \cos \alpha\right) \left[1 + \frac{2F_3^2}{F_1^2} (1 - M^2 \sin^2 \alpha)^2\right], \\
F_8 &= \frac{1}{\pi} \left\langle \frac{F_1}{4\sqrt{2}} \left\{ 2 + [2 + M(\pi - |\alpha|)] \cos \alpha + M \sin |\alpha| \right\} + \frac{MF_3}{\sqrt{2}} \left[1 - \frac{2M^2}{3} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \left(1 - \frac{3M^2}{4}\right) \cos \alpha + \frac{M^2}{12} \cos 3\alpha \right] \right\} \left[1 + \frac{2}{3} \left[\frac{F_3}{F_1} M \sin \alpha (1 - M \sin |\alpha|) \right]^2 \right\}, \\
F_9 &= \frac{1}{\pi} \left\langle \frac{F_1}{4\sqrt{2}} \left\{ 6 - [2 + M(\pi - |\alpha|)] \cos \alpha - M \sin |\alpha| \right\} - \frac{MF_3}{\sqrt{2}} \left[1 - \frac{2M^2}{3} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \left(1 - \frac{3M^2}{4}\right) \cos \alpha + \frac{M^2}{12} \cos 3\alpha \right] \right\} \left[1 + \frac{2}{3} \left[\frac{F_3}{F_1} M \sin \alpha (1 - M \sin |\alpha|) \right]^2 \right\}, \\
M &= \frac{\sqrt{2} F_2}{\bar{U}_d}, \quad \alpha = \arctg \left[\frac{\bar{Y}_C - \sin \varphi - \bar{X}_L F_1^2}{\cos \varphi} \right], \quad n \approx \frac{U_{d \min} (1 - 2\bar{t}_{K \max})}{\sqrt{2} U_H F_2 |_{\max(\cos \varphi)}}.
\end{aligned} \tag{3}$$

В (3) относительные величины снабжены верхней чертой, причем в качестве базовых величин для вторичной стороны трансформатора взяты эффективные значения напряжения и тока нагрузки (U_H , I_H), а для первичной стороны - их приведенные значения (nU_H , I_H/n).

Формулы (1)-(3) получены путем трехэтапного анализа процессов в схеме инвертора: расчет составляющих токов и напряжений основной (выходной) частоты; интегральная оценка высокочастотных пульсационных составляющих; определение результирующих величин их "наложением". Данный подход является конкретизацией широко известных методов основной гармоник и переключающих функций для инверторов рассматриваемого класса [1, 2]. При анализе используется также математический аппарат "локального усреднения", что в итоге позволяет получать компактные и достаточно точные выражения для рассчитываемых токов и напряжений, а ошибка их расчета обычно не хуже 2...3%.

Потери мощности в СУ в первом приближении можно считать постоянными, т.е. $\Delta \bar{P}_{\text{СУ}} = \text{const.}$, а КПД преобразователя определяется в виде

$$\eta_{\text{инв}} = \frac{|\cos \varphi|}{|\cos \varphi| + \Delta \bar{P}_{\Pi}}. \tag{4}$$

По заданным входным и выходным параметрам путем предварительного выбора некоторых промежуточных величин можно по приведенным формулам рассчитать потери мощности и КПД проектируемого инвертора. При этом точность расчета зависит от объема априорной информации: типа применяемых ключевых приборов и конденсаторов, парамет-

ров фильтров, трансформаторно-реакторного оборудования и пр. Если такой информации нет, либо она недостаточна, то необходимо их каким-либо образом выбрать.

Расчет проводится в следующей последовательности.

1. Исходными величинами являются входные и выходные параметры для номинального режима: $U_{\text{дном}}$, $U_{\text{н}}$, $S_{\text{н}}$, f и $\cos\varphi$, причем если заданы пределы изменения $\cos\varphi$, то следует расчет проводить для его максимального значения, при котором потери мощности максимальны.

2. Выбирается вид ШИМ и значение $f_{\text{н}}$.

3. Исходя из требуемых коэффициента несинусоидальности выходного напряжения ($K_{\text{НС}}$) и динамических характеристик, выбираются параметры выходного фильтра $\bar{X}_{\text{L}}$ и $\bar{Y}_{\text{C}}$. К примеру, при $K_{\text{НС}} \leq 0,05$ (5%) они обычно находятся в пределах 0,1...0,2 и 0,2...0,5 соответственно.

4. Исходя из заданных выходных мощности и частоты, ориентировочно выбирается КПД трансформатора $\eta_{\text{тр}}$. Следует учесть, что типовая мощность трансформатора примерно в 1,5...2 раза больше выходной мощности.

5. Прямые падения напряжения на вентилеях в открытом состоянии (U_{VT} и U_{VD} можно выбрать в пределах 0,8...1,5 В.

6. Исходя из типа используемых вентиляей, предполагаемой схемы снабберов и режимных параметров коммутатора, оценивается t_{Kmax} , а по ней определяется параметр $\bar{t}_{\text{Kmax}}$. Обычно t_{Kmax} составляет (0,01...0,1)/ $f_{\text{н}}$. К примеру, для инвертора с выходной частотой 50 Гц и несущей частотой в 2 кГц время t_{Kmax} находится в пределах 5...50 мкс.

7. Определяются эквивалентные последовательные сопротивления элементов выходного фильтра: $\bar{r}_{\text{L}} \approx (0,01...0,1)\bar{X}_{\text{L}}$, $\bar{r}_{\text{C}} \approx \text{tg}\delta/\bar{Y}_{\text{C}}$, где $\text{tg}\delta$ - тангенс угла потерь конденсатора.

8. Оценивается эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора выходного фильтра по формуле

$$\bar{r}_{\Phi.\text{вх}} \approx \frac{\text{tg}\delta}{(8...25)\pi f C_{\text{н}}^2 Z_{\text{н}}}, \quad (5)$$

где C и $\text{tg}\delta$ - его емкость и тангенс угла потерь.

9. Рассчитываются потери мощности в отдельных узлах и ориентировочный КПД инвертора.

К примеру, при заданных $U_{\text{д}}=60$ В (54...75 В), $U_{\text{н}}=220$ В, $S_{\text{н}}=1$ кВА, $f=50$ Гц, $\cos\varphi=0,8...1$ (индуктивный), если взять $\bar{X}_{\text{L}}=0,2$, $\bar{Y}_{\text{C}}=0,5$, $\bar{r}_{\Phi.\text{вх}}=0,02$, $\bar{r}_{\text{L}}=0,01$, $\bar{r}_{\text{C}}=0,008$, $\Delta U_{\text{VT}}=1$ В, $\Delta U_{\text{VD}}=1$ В, $f_{\text{н}}=2$ кГц, $\eta_{\text{тр}}=0,95$, $t_{\text{Kmax}}=25$ мкс и $\Delta P_{\text{СУ}}=10$ Вт, суммарные потери при ДШИМ равны 227 Вт, так что достижимый КПД составит около 0,815...81,5%). Если при тех же параметрах в инверторе реализована ТШИМ, то суммарные потери равны 148,6 Вт (при $\Delta U_{\text{VT}}=\Delta U_{\text{VD}}=0$), а расчетный КПД составит около 0,87 (87%).

Входящие в формулы (1) - (3) функционалы $F_1...F_9$ зависят от "режимных" параметров схемы $\bar{X}_{\text{L}}$, $\bar{Y}_{\text{C}}$, $\cos\varphi$, f , $f_{\text{н}}$, $U_{\text{д}}$, $U_{\text{н}}$ и др. Для интегральной оценки влияния их изменения на структуру потерь представим формулы (1) и (2) в обобщенном виде с помощью весовых коэффициентов $H_1...H_7$:

$$\Delta \bar{P}_{\Phi, \text{вх}} = \frac{\bar{r}_{\Phi, \text{вх}}}{\eta_{\text{тр}}^2} H_1, \quad \Delta \bar{P}_K = \frac{1}{\eta_{\text{тр}}} (\Delta \bar{U}_{\text{VT}} H_2 + \Delta \bar{U}_{\text{VD}} H_3 + \bar{U}_{\text{дНОМ}} \bar{t}_{K \text{ max}} H_4),$$

$$\Delta \bar{P}_{\text{тр}} = \frac{(1 - \eta_{\text{тр}})}{\eta_{\text{тр}}} H_5, \quad \Delta \bar{P}_{\Phi, \text{вых}} = \bar{r}_L H_6 + \bar{r}_C H_7,$$
(6)

где коэффициенты $H_1 \dots H_7$, наряду с перечисленными "режимными" параметрами, включают также постоянные величины. Эти коэффициенты достигают наибольших значений при максимальном коэффициенте мощности нагрузки. В таблицу сведены результаты расчетов пределов изменений $H_1 \dots H_7$ при обоих видах ШИМ и параметрах $\cos \varphi = 1$, $f_n/f = 40$. Параметры выходного фильтра изменялись в пределах $\bar{X}_L = 0,1 \dots 0,2$ и $\bar{Y}_C = 0,2 \dots 0,5$. Как следует из таблицы, при ДШИМ изменения большинства весовых коэффициентов не превышают 10...30% (H_1 , H_2 , $H_4 \dots H_6$), а у H_3 и H_7 они существенно больше. Табличные данные наглядным образом иллюстрируют относительную долю каждого весового коэффициента в образовании общих потерь, указывают разработчику на "слабые" места структуры инвертора, на каких параметрах и насколько можно сэкономить мощность и т.д. По ним можно проводить также оценочные расчеты с использованием усредненных весовых коэффициентов.

Таблица

Вид ШИМ	H_1	H_2	H_3	H_4	H_5	H_6	H_7
ДШИМ	0,88...1,23	1,50...1,65	0,34...0,41	0,48...0,53	1,54...1,64	1,06...1,32	0,01...0,10
ТШИМ	0,37...0,45	1,69...1,94	0,12...0,25	0,48...0,53	1,53...1,69	1,10...1,61	0,01...0,07

Основным режимом работы рассматриваемых преобразователей является инверторный. Однако они способны работать и в выпрямительном режиме (например, в составе агрегатов бесперебойного питания), т.е. в режиме заряда входной аккумуляторной батареи, путем подключения сети к нагрузочным зажимам. При этом приведенные формулы и последовательность расчета остаются в силе, если в них выполнить следующие эквивалентные подстановки. Во-первых, отключением нагрузки сопротивление Z_n лишается смысла и может быть формально представлено отношением номинальных значений напряжения и тока сети, ($Z_n = U_{\text{сеть}}/I_{\text{сеть}}$). Во-вторых, напряжение и ток сети в режиме заряда по фазе практически совпадают, и в формулах следует положить $\cos \varphi = -1$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Барегамян Г.В.** Автоматизация расчета инверторов с синусоидальным выходным напряжением и двухуровневой широтно-импульсной модуляцией // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. - 2001. - Т. 55, №3. - С. 450-456.
2. **Барегамян Г.В.** Автоматизация расчета инвертора с трехуровневой ШИМ // Моделирование, оптимизация, управление: Сб. науч. тр. / ГИУА. – Ереван. - 2001.- Вып.4. - С. 98-104.

ГИУА. Материал поступил в редакцию 25.02.2004.

Գ.Վ. ԲԱՐԵԴԱՄՅԱՆ

ՄԻՆՈՒՍՈՒԴԱՅԻՆ ԵԼՔԱՅԻՆ ԼԱՐՄԱՄԲ ԵՎ ԼԱՅՆԱ-ԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ՄՈԴՈՒԼԱՅՄԱՄԲ ԻՆՎԵՐՏՈՐՈՒՄ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ԿՈՐՈՒՍՏՆԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿԸ

Դիտարկված են լայնա-իմպուլսային մոդուլացմամբ և սինուսոիդային ելքային լարմամբ ինվերտորի առանձին հանգույցներում հզորության կորուստների և ՕԳԳ-ի հաշվարկման հարցերը: Երկմակարդակ և եռամակարդակ մոդուլացումների դեպքերի համար բերված են հաշվարկային արտահայտությունները: Տրված է հաշվարկման օրինակ:

G.V. BAREGHAMYAN

CALCULATION OF THE POWER LOSSES IN THE INVERTER WITH THE PULSE- WIDTH MODULATION AND SINUSOIDAL OUTPUT VOLTAGE

The power loss calculation problems in the separate units and the efficiency of the inverter with the pulse-width-modulated (PWM) sinusoidal output voltage are examined. The calculation expressions for the two-and three- level modulation cases are shown. An example of the calculation is presented.