

Г.В. БАРЕГАМЯН

АВТОМАТИЗАЦИЯ РАСЧЕТА ИНВЕРТОРОВ С СИНУСОИДАЛЬНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ И ДВУХУРОВНЕВОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Рассматриваются вопросы автоматизированного расчета стабилизированных инверторов с однократным преобразованием электрической энергии, в которых синусоидальное выходное напряжение формируется посредством двухуровневой широтно-импульсной модуляции. Приводятся аналитические соотношения для расчета параметров компонентов и инвертора в целом. Описываются алгоритм и программа расчета на алгоритмическом языке PASCAL.

Ключевые слова: инвертор, коммутатор, трансформатор, фильтр, система управления, широтно-импульсная модуляция.

В последнее время для анализа и проектирования различных электронных устройств все шире применяются компьютерная техника и универсальные системы моделирования. Известны также специализированные системы, предназначенные для моделирования и анализа определенного класса электронных устройств (например, система ЭЛТРАН для вентильных преобразователей). Однако на практике при решении конкретных задач нередко эффективными оказываются индивидуальные алгоритмы и программы, позволяющие за короткое время в диалоговом режиме с компьютером вести расчет и проектирование устройства.

В данной статье рассматривается машинный алгоритм и программа расчета токов и напряжений ветвей, а также других параметров схемы инвертора (рис.1). Инвертор собран по структуре "входной фильтр - коммутатор - трансформатор - выходной фильтр", т.е. с одним преобразованием энергии, а выходное синусоидальное напряжение формируется посредством двухуровневой широтно-импульсной модуляции (ШИМ). При этом путем переключения коммутатора импульсами управления, поступающими от системы управления (СУ) инвертором и следующими с высокой несущей частотой, на обмотках трансформатора формируются двуполярные прямоугольные импульсы напряжения, ширины которых промодулированы по синусоидальному закону. После фильтрации на нагрузке получается примерно синусоидальное напряжение. Стабилизация выходного напряжения также осуществляется СУ путем воздействия на коэффициент заполнения импульсов.

В рассматриваемой структуре инвертора при ШИМ имеют место чрезвычайно сложные процессы, не поддающиеся точному аналитическому описанию. Напряжения и токи ветвей, кроме составляющих выходной (основной) частоты f , содержат также пульсационные составляющие несущей частоты f_n сложной формы, что затрудняет их учет при анализе и расчете процессов.

При анализе электромагнитных процессов в схеме инвертора рис.1 ключевые приборы, трансформатор и элементы фильтров предполагаются идеальными, нагрузка - активно-индуктивной, на входе включен емкостной фильтр ($L_d=0$), а на выходе - "Г"-образный LC-фильтр.

Аналитический анализ проводился в три этапа путем определения основных, пульсационных и результирующих величин.

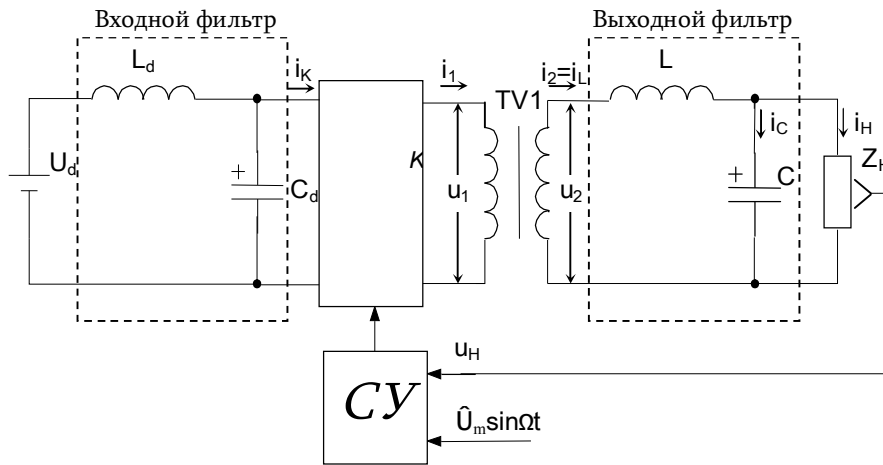


Рис.1. Схема инвертора

На первом этапе определяются напряжения и токи основной частоты на вторичной стороне трансформатора. При этом проще предположить напряжение и ток нагрузки синусоидальными, что обычно вносит несущественную ошибку в расчет. Для более точных расчетов можно воспользоваться известной зависимостью между напряжением, его первой гармоникой и коэффициентом несинусоидальности ξ :

$$U_{H1} = U_H / \sqrt{1 + \xi^2}.$$

Что касается тока нагрузки, то в силу фильтрующих свойств активно-индуктивной нагрузки ток получается практически отфильтрованным.

Несравненно сложной задачей является расчет пульсаций. Для этого в [1] предлагается оперировать максимальными пульсациями токов фильтра, что приводит к достаточно грубой оценке параметров. Более точным можно считать подход с использованием так называемого метода "локального усреднения" [2], сущность которого заключается в следующем. В пределах такта (периода несущей частоты), считая напряжение нагрузки постоянным, определяются параметры пульсации тока дросселя, имеющей модулированную треугольную форму. Параметры последней зависят от коэффициента заполнения ШИМ импульсов и меняются от такта к такту. Если соотношение несущей и выходной частот сравнительно велико, что обычно имеет место на практике, то коэффициент заполнения можно приближенно представить синусоидальной функцией выходной частоты с амплитудой, равной глубине модуляции (M). Тем самым пульсации тока "присваивается" модуляционная огибающая, и удастся записать конечное и достаточно точное аналитическое

выражение в функции от M . В силу принятых допущений пульсация тока дросселя полностью протекает через конденсатор фильтра, вызывая пульсацию выходного напряжения. Последняя определяется интегрированием пульсации тока.

Результирующие величины на вторичной стороне трансформатора определяются "наложением" основных и пульсационных составляющих. По ним легко вычисляются средние, эффективные и максимальные значения искомых величин: напряжений и токов элементов фильтра, трансформатора, коммутатора и входящих в него ключевых приборов, входного фильтра и др. В частности, для элементов выходного LC - фильтра в относительных единицах получены следующие соотношения:

- для дросселя:

$$\bar{I}_L = F_4, \quad \bar{I}_{L\max} = \sqrt{2} [F_1 + F_3 (1 - M^2 \cos^2 \alpha)]$$

$$\bar{U}_L = \sqrt{\bar{X}_L^2 F_1^2 + \frac{2}{M^2} F_2^2 - 1}, \quad \bar{U}_{L\max} = \sqrt{2} \left(1 + \frac{F_2}{M} \right);$$

- для конденсатора:

$$\bar{I}_C = \sqrt{\bar{Y}_C^2 + F_4^2 - F_1^2}, \quad \bar{I}_{C\max} = \sqrt{2} [\bar{Y}_C + F_3 (1 - M^2 \cos^2 \beta)]$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{CP} &= \sqrt{F_4^2 - F_1^2}, \quad \bar{I}_{CP\max} = \sqrt{2} F_3, \quad \bar{U}_C = \bar{U}_H; \quad \bar{U}_{CP\max} = \frac{\pi \bar{\Omega} F_3}{2\sqrt{2} \bar{Y}_C}, \\ \bar{U}_{C\max} &= \sqrt{2} U_H + \bar{U}_{CP\max}, \quad \xi = \\ &= \bar{U}_{CP\max} \sqrt{\left(24 + 2M^2 - 30M^4 + \frac{135}{8} M^6 \right) / 45}. \end{aligned}$$

В выражениях приняты: $\bar{X}_L = 2\pi fL/Z_H$, $\bar{Y}_C = 2\pi fCZ_H$ - относительные сопротивление дросселя и проводимость конденсатора фильтра на основной частоте; α - угол между основными гармониками входного тока и напряжения; β - угол между основными гармониками входного и выходного напряжений; $\bar{\Omega} = f/f_H$ - относительная выходная частота; индексом "р" обозначены пульсационные составляющие; $F_1 \dots F_9$ - расчетные коэффициенты (часть из них используется далее):

Таблица

Схема комм. Параметры		мостовая	полумостовая	нулевая
Трансформатор	$\bar{U}_1$	$\sqrt{2}F_2 / M$		
	$\bar{U}_2$	$\sqrt{2}F_2 / M$		
	$\bar{I}_1$	F_4		
	$\bar{I}_2$	F_4		
	$\bar{S}_T$	$\sqrt{2}F_2 F_4 / M$	$\sqrt{2}F_2 F_4 / M$	$(1 + 0,5\sqrt{2})F_2 F_4 / M$
	n	$\frac{U_{d \min}}{\sqrt{2}U_H F_{2 \max}}$	$\frac{U_{d \min}}{2\sqrt{2}U_H F_{2 \max}}$	$\frac{\sqrt{2}U_{d \min}}{U_H F_{2 \max}}$
Коммутатор	$\bar{I}_{KO}$	$MF_1 \cos \alpha / \sqrt{2}$	$MF_1 \cos \alpha / 2\sqrt{2}$	$\sqrt{2}MF_1 \cos \alpha$
	$\bar{I}_{K1}$	—	$F_1 / 2$	—
	$\bar{I}_{K2}$	$MF_1 / 2$	$MF_1 / 4$	MF_1
	$\bar{I}_{KP}$	F_6	$F_6 / 2$	$2F_6$
	$\bar{I}_{Пср}$	F_7		
	$\bar{I}_{Пэфф}$	$F_4 / \sqrt{2}$		
	$\bar{I}_{Пmax}$	F_5		
Вентили	$\bar{I}_{Тср}$	$\sqrt{2}F_1(0,5 + F_8) / \pi$		
	$\bar{I}_{Тэфф}$	F_9		
	$\bar{I}_{Т max}$	F_5		
	$\bar{I}_{Дср}$	$\sqrt{2}F_1(0,5 - F_8) / \pi$		
	$\bar{I}_{Дэфф}$	$\sqrt{F_4^2 / 2 - F_9^2}$		
	$\bar{I}_{Дmax}$	F_5		

$$\begin{aligned}
F_1 &= \sqrt{1 - 2\bar{Y}_C \sin \varphi + \bar{Y}_C^2}, \quad F_2 = \sqrt{[1 - \bar{X}_L(\bar{Y}_C - \sin \varphi)]^2 + (\bar{X}_L \cos \varphi)^2}, \\
F_3 &= \frac{\pi \bar{\Omega} F_2}{2M\bar{X}_L}, \quad F_4 = \sqrt{F_1^2 + F_3^2 \frac{2}{3} \left(1 - M^2 + \frac{3}{8} M^4\right)}, \quad M = \sqrt{2n} F_2 \frac{U_H}{U_d}, \\
F_5 &= \sqrt{2} \left\{ F_1 \cos \left(\frac{2F_3 M^2 \alpha}{2F_3 M^2 - F_1} \right) + F_3 \left[1 - M^2 \cos \left(\frac{F_1 \alpha}{2F_3 M^2 - F_1} \right) \right] \right\}, \\
F_6 &= \sqrt{F_1^2 \left[1 - \frac{1}{4} M^2 (2 + \cos 2\alpha) \right] + F_4^2}, \quad F_{2\max} = F_2 / \cos \varphi = (\cos \varphi)_{\min}, \\
F_7 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} F_1 \left\{ 1 + \frac{1}{6} \left[\frac{F_3}{F_1} (1 - M^2 \sin^2 \alpha) \right]^2 \right\}, \quad F_8 = \frac{\pi}{8} M \cos \alpha, \\
F_9 &= \sqrt{F_1^2 \left(\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cos \alpha \right) + \frac{F_3^2}{6} \left(1 + \frac{2M}{\pi} - M^2 - \frac{8M^3}{3\pi} + \frac{3M^4}{8} + \frac{16M^5}{15\pi} \right)}, \\
\alpha &= \arctg \left(\frac{\bar{Y}_C - \sin \varphi}{\cos \varphi} \right) - \beta, \quad \beta = \arctg \left[\frac{\bar{X}_L \cos \varphi}{1 - \bar{X}_L(\bar{Y}_C - \sin \varphi)} \right],
\end{aligned}$$

где Z_n , φ - сопротивление и угол нагрузки; n - коэффициент трансформации.

Расчетные соотношения для остальной части схемы инвертора зависят от типа применяемого коммутатора. В таблице приведены выражения для расчета эффективных значений токов, напряжений, коэффициента трансформации и габаритной мощности трансформатора, средних, максимальных и эффективных токов транзисторов и возвратных диодов, а также составляющих входного тока коммутатора (постоянной, с выходной, удвоенной выходной и несущей частотами).

Следует отметить, что часть приведенных соотношений для пульсационных составляющих и в случае мостового коммутатора заимствована из [2], некоторые из которых уточнены. Расчетные формулы обобщены и приведены к относительным величинам. Причем в качестве базовых величин для вторичной стороны трансформатора выбраны эффективные значения напряжения и тока нагрузки (U_H , I_H), а для первичной стороны - их приведенные значения (nU_H , I_H/n).

На основе полученных расчетных соотношений разработан алгоритм (рис.2) и составлена программа на алгоритмическом языке PASCAL для машинного расчета процессов в схеме инвертора. Программа рассчитана для работы в диалоговом режиме с компьютером, а расчет ведется в следующей последовательности.

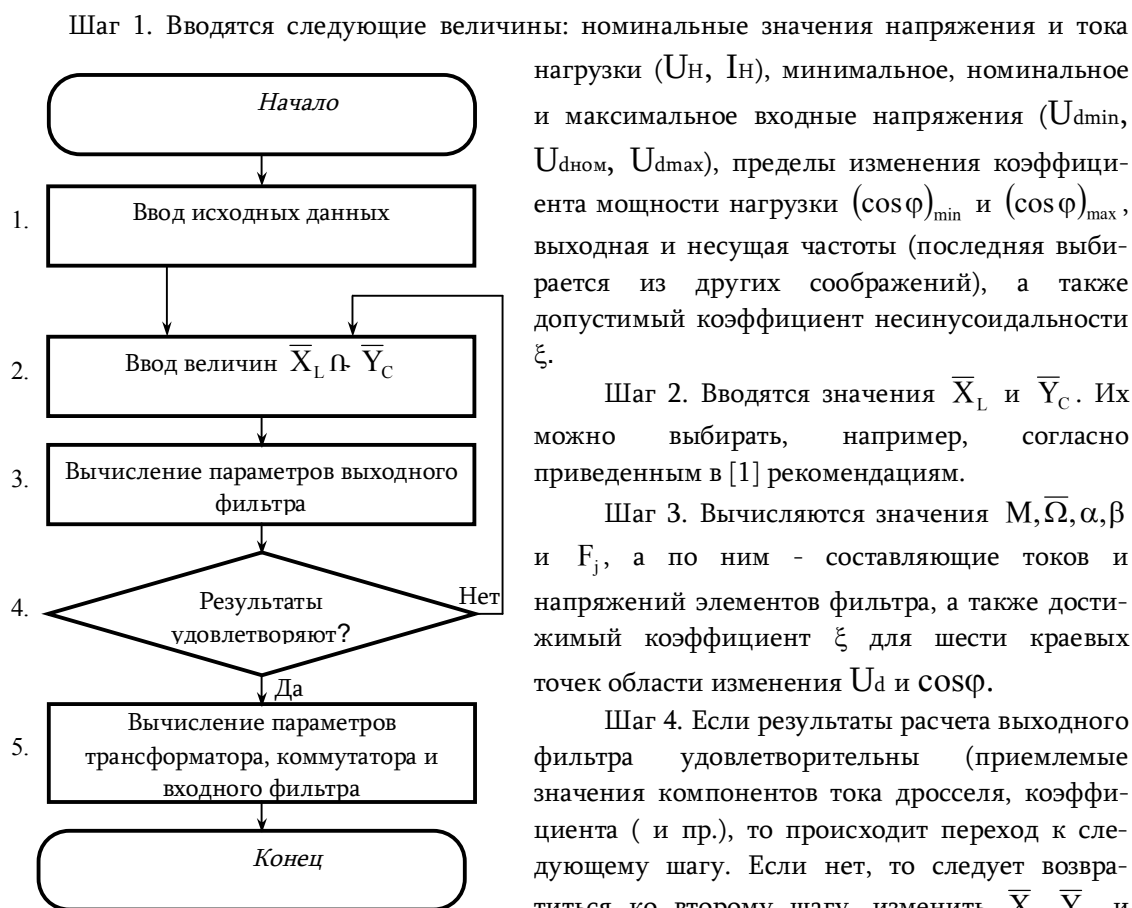


Рис.2. Блок-схема алгоритма расчета процессов в инверторе

Результаты расчетов в виде таблицы, состоящей из четырех блоков (соответствующих узлам схемы) и шести колонок (соответствующих крайним точкам), выдаются на печать, и программа завершает работу. По этой таблице можно непосредственно выбирать ключевые приборы, проводить дальнейший расчет и выбор остальных элементов инвертора.

Отметим, что при принятых допущениях ошибка расчета процессов по приведенным формулам обычно не превышает 2...3%. При необходимости полученные результаты могут служить отправными для оптимизации показателей проектируемого инвертора с привлечением, например, универсальных систем моделирования и анализа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Барегамян Г.В., Маркарян В.В., Симонян Г.Р.** Расчет выходного LC - фильтра инвертора с ШИМ / ГИУА; Деп. в АрмНИИНТИ 08.06.98, ¹ 85 – Ар. 98. – Ереван, 1998. – 13 с.
2. Статические агрегаты бесперебойного питания / **Г.Г. Адамия, Е.И. Беркович, А.С. Картавых** и др.; Под ред. **Ф.И. Ковалева**. - М.: Энергоатомиздат, 1992. - 288 с.

ГИУА. Материал поступил в редакцию 25.09.2000.

Գ.Վ. ԲԱՐԵԴԱՄՅԱՆ

ԵՐԿՄԱԿԱՐԴԱԿ ԼԱՅՆԱ - ԻՄՊՈՒԼՍԱՑԻՆ ՄՈՂՈՒԼԱՑՄԱՄԲ ԵՎ ՄԻՆՈՒՍՈՒԴԱՅԻՆ ԵԼՔԱՑԻՆ ԼԱՐՄԱՄԲ ԻՆՎԵՐՏՈՐՆԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿՄԱՆ ԱՎՏՈՄԱՏԱՑՈՒՄԸ

Դիտարկվում են էլեկտրական էներգիայի մեկ ձևափոխմամբ կայունացված ինվերտորների ավտոմատացված հաշվարկման հարցերը, որոնցում էլքային սինուսոիդային լարումը ձևավորվում է երկդիրք լայնա-իմպուլսային մոդուլացման միջոցով: Բերված են տարրերի և ընդհանուր առմամբ ինվերտորի պարամետրերի հաշվարկման վերլուծական արտահայտությունները: Նկարագրվում են հաշվարկման ալգորիթմը և ՊԱՄԿԱԼ ալգորիթմական լեզվով ծրագիրը:

G.V. BAREGHAMYAN

INVERTER CALCULATION WITH SINUSOIDAL OUTPUT VOLTAGE AND TWO-LEVEL PULSE-WIDTH MODULATION

Stabilized inverter calculation automation problems with single energy conversion are considered. The sinusoidal output voltage is formed by two-level pulse-width modulation. Analytical relations for parameter calculations and the inverter as a whole are presented. The algorithm calculation and the corresponding PASCAL program are described.