

Г.В. БАРЕГАМЯН

## ИССЛЕДОВАНИЕ СИММЕТРИРОВАННОЙ СХЕМЫ ПОЛУМОСТОВОГО ИНВЕРТОРА

Рассматривается полумостовая схема инвертора, содержащая автономно функционирующую симметрирующую цепь для искусственного выравнивания напряжений конденсаторного делителя. Описываются схема инвертора, временные диаграммы и принцип ее действия. Приводятся аналитические соотношения, характеризующие закономерности выравнивания. Сформулирована последовательность выбора параметров симметрирующего узла.

**Ключевые слова:** полумостовой инвертор, вентильная фаза, конденсаторный делитель, симметрирующая цепь.

В однофазных полумостовых инверторах из-за разности емкостей (имевшей место вследствие заводского разброса номиналов, процесса "старения" и пр.) напряжения конденсаторного делителя оказываются разными, что приводит к ряду отрицательных последствий. В частности, магнитопровод выходного трансформатора перемагничивается по несимметричному циклу, вследствие чего увеличиваются потери в нем и искажается форма передаваемого напряжения [1]. При этом может возникнуть даже одностороннее подмагничивание магнитопровода, появляется также низкочастотная труднофильтруемая составляющая в выходном напряжении. Поэтому для достижения высоких показателей весьма важно симметрирование напряжений конденсаторов.

В данной статье рассматривается полумостовая схема инвертора с отделенной от основных процессов и эффективно функционирующей симметрирующей цепью [2]. Схема инвертора (рис.1а) содержит основную вентильную фазу из ключевых транзисторов VT1, VT2 и возвратных диодов VD1, VD2, конденсаторную фазу из C1, C2 и выходной трансформатор TV1, на вторичной стороне которого включена нагрузка. Дополнительная вентильная фаза с элементами VT3, VT4, VD3, VD4 и L осуществляет симметрирование напряжений конденсаторов. При ощутимых выходных мощностях и синусоидальном напряжении последнее, обычно, формируется посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ). При этом путем попеременного переключения основных транзисторов VT1 и VT2 на выходе формируются двуполярные прямоугольные импульсы, ширины которых промодулированы по синусоидальному закону. После фильтрации (для простоты на рис.1а фильтр не показан) на нагрузке получается приблизительно синусоидальное напряжение. Симметрирующий узел представляет собой два совмещенных импульсных преобразователя постоянного напряжения инвертирующих типов, состоящих из элементов VT3, L, VD4 и VT4, L, VD3 соответственно. Причем первый преобразователь питается от конденсатора C1 и нагружен на C2, а второй питается от конденсатора C2 и нагружен на C1. Схема симметрирования работает следующим образом. При включении, например, транзистора

VT3 ток протекает по цепи C1 - VT3 - L - C1, т.е. от конденсатора C1 в дроссель передается энергия. При выключении VT3 эта энергия передается в C2 по цепи L - C2 - VD4 - L. В итоге переключением VT3

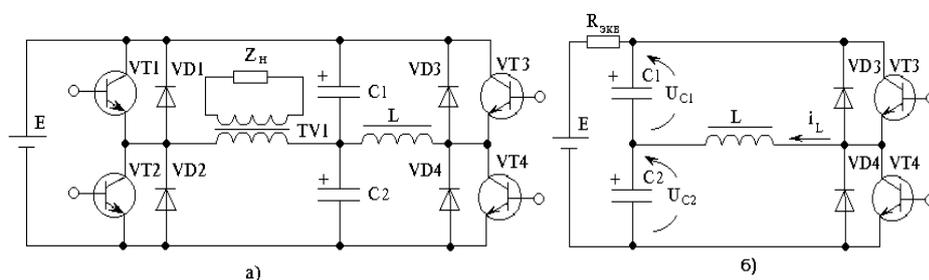


Рис.1. Схема симметрированного полумостового инвертора (а) и упрощенная схема его симметрирующей части (б)

энергия передается от конденсатора C1 в C2. Аналогичным образом работает и второй преобразователь. Здесь переключением транзистора VT4 энергия перекачивается от конденсатора C2 в C1. Таким образом, переключением транзисторов дополнительной фазы можно организовать непрерывный двусторонний энергообмен между конденсаторами и, тем самым, воздействовать на их напряжения.

Возможны различные алгоритмы работы ключей симметрирующего узла. В наиболее простом случае они переключаются с постоянной частотой, а длительности проводящих состояний транзисторов равны между собой. Этому соответствуют временные диаграммы рис.2, построенные для прерывистого режима тока дросселя, наглядно иллюстрирующие процесс выравнивания, когда  $u_{C1} > u_{C2}$  ( $C1 < C2$ ). По мере выравнивания напряжений импульсы тока принимают симметричную треугольную форму.

При анализе процессов выравнивания (рис.1б) вентили предполагаются идеальными, а пульсациями напряжений конденсаторов пренебрегаем. Приняты обозначения:  $\alpha$  - длительность проводящего состояния транзистора;  $\gamma = \alpha/T$  - коэффициент заполнения;  $X_L = \omega L$ ,  $X_{C1} = 1/\omega C1$ ,  $X_{C2} = 1/\omega C2$  - сопротивления дросселя и конденсаторов;  $\omega = 2\pi f$  - частота (круговая) переключения транзисторов;  $\bar{C} = C2/C1$ .

Предположим, что в исходном состоянии  $u_{C1} > u_{C2}$  и  $C1 < C2$ . Процесс симметрирования начинается подачей управляющих импульсов на транзисторы VT3 и VT4. В первом периоде работы от конденсатора C1 отбирается энергия  $W_1' = u_{C1}^{[1]2} \alpha^2 / 2L$ , а затем возвращается величиной  $W_1'' = u_{C2}^{[1]2} \alpha^2 / 2L$ . Следовательно, разность этих энергий  $\Delta W_1 = W_1' - W_1'' = E \Delta u^{[1]} \alpha^2 / 2L$  полностью передается в конденсатор C2. В результате энергообмена напряжения конденсаторов в начале второго периода составят

$$u_{C1}^{[2]} = u_{C1}^{[1]} \sqrt{1 - 4\pi^2 \gamma^2 \frac{E\Delta u^{[1]}}{u_{C1}^{[1]2}} \cdot \frac{X_{C1}}{X_L}}, \quad u_{C2}^{[2]} = u_{C2}^{[1]} \sqrt{1 + 4\pi^2 \gamma^2 \frac{E\Delta u^{[1]}}{u_{C2}^{[1]2}} \cdot \frac{X_{C2}}{X_L}}.$$

Продолжая аналогичным образом, приходим к рекуррентному соотношению вида

$$\bar{u}_{i+1} = \frac{\bar{u}_i (K - \bar{C}) + \bar{C}}{\bar{u}_i + K - 1}, \quad (1)$$

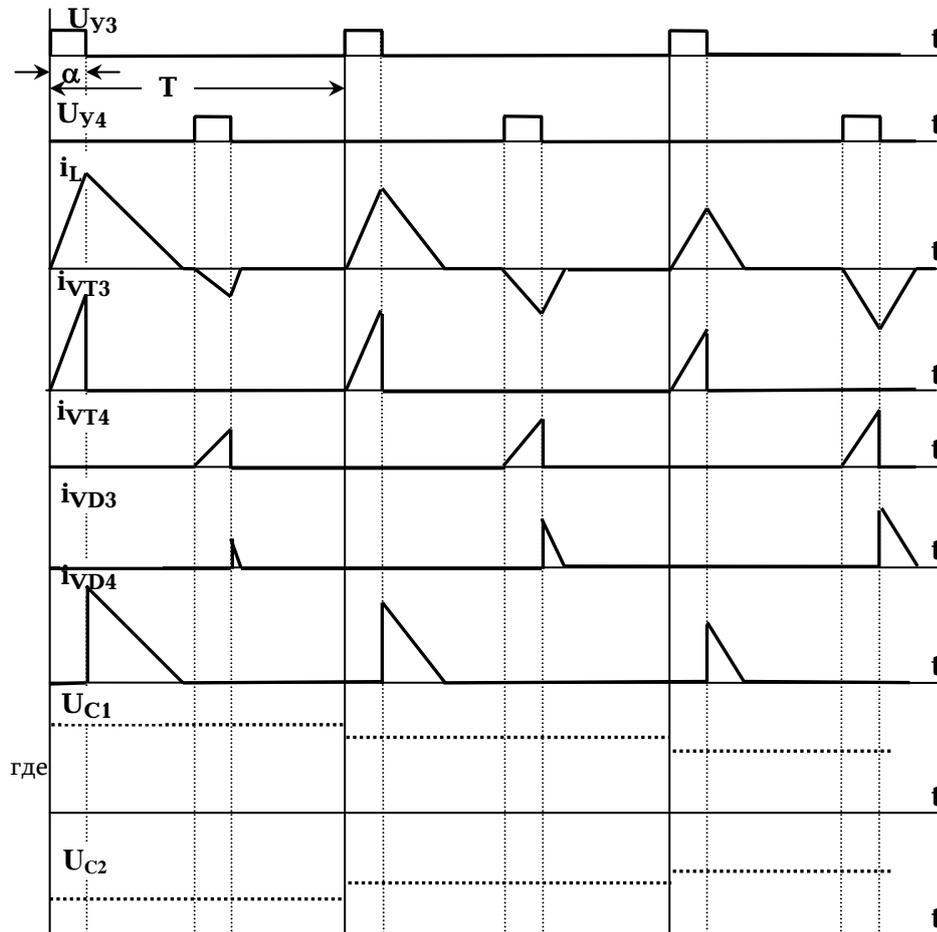


Рис.2. Временные диаграммы

$$\bar{u}_{i+1} = \left[ \frac{u_{C1}^{[i+1]}}{u_{C2}^{[i+1]}} \right]^2, \quad \bar{u}_i = \left[ \frac{u_{C1}^{[i]}}{u_{C2}^{[i]}} \right]^2, \quad K = \frac{X_L}{4\pi^2 \gamma^2 X_C}. \quad (2)$$

Соотношения (1) и (2) характеризуют закономерности процесса выравнивания напряжений. Как следует из них, чтобы  $\bar{u}_{i+1} < \bar{u}_i$ , должно выполняться условие

$$K > \bar{C} + 1. \quad (3)$$

При этом процесс сходится к единице с точностью  $\varepsilon$  после следующего количества итераций:

$$i \geq \lg[(\bar{C}^2 - 1)/\varepsilon] / \lg[K/(K - \bar{C} - 1)], \quad (4)$$

а длительность выравнивания напряжений равна

$$T_{\text{выр}} \approx iT. \quad (5)$$

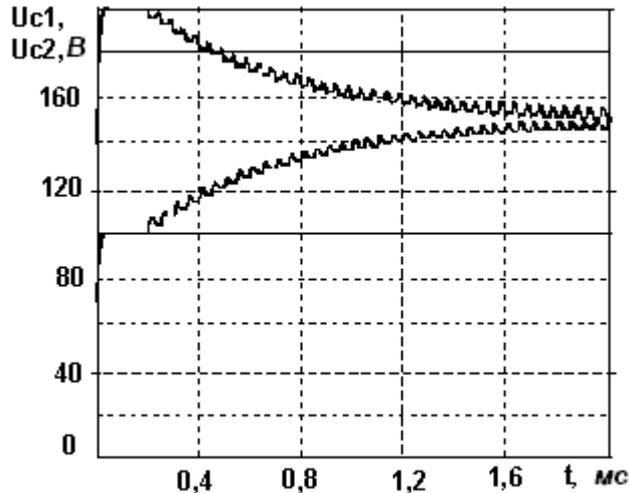


Рис. 3. Осциллограммы напряжений конденсаторов в режиме выравнивания

Таким образом, соответствующим выбором коэффициента  $K$  и точности  $\varepsilon$  по начальному расхождению  $\bar{u}_1 = [\bar{u}_{C1}^{[1]}/u_{C2}^{[1]}]^2 = \bar{C}^2$  посредством (4), (5) можно оценить длительность их выравнивания. К примеру, при  $\bar{C} = 2$ ,  $K=35$ ,  $T=50$  мкс и  $\varepsilon = 0,02$  (2%) имеем  $i \approx 56$  и  $T_{\text{выр}} \approx 2,8$  мс.

На рис.3 представлена осциллограмма выравнивания напряжений при указанных параметрах, снятая на цифровой модели схемы рис.16. Параметры схемы следующие:  $C1=50$  мкФ;  $C2=100$  мкФ;  $L=22,6$  мкГн;  $R_{\text{экв}} = 0,1$  Ом;  $\gamma = 0,15$ ;  $E=300$  В;  $T=50$  мкс. Как следует из рис.3, симметрирование двойного начального расхождения напряжений наступает практически за 2,5 мс, что примерно совпадает с рассчитанным значением.

В процессе работы симметрирующего узла на конденсаторах делителя возникают дополнительные пульсации (помимо основных) напряжений сложной формы, вызванные протеканием через дроссель тока треугольной формы амплитудой  $I_{L,\text{max}} = \pi\gamma E/X_L$  и длительностью  $2\gamma T$ . Причем пульсации имеют вид двуполярных несимметричных импульсов с параболическими переходами между уровнями. При "выпрямлении" фронтов относительная амплитуда первой гармоники пульсации определяется выражением

$$U_m/(E/2) \approx 4\pi^2 \gamma^2 \cos \pi\gamma X_L / X_C = 16K\pi^4 \gamma^4 \cos \pi\gamma. \quad (6)$$

Рассмотренный прерывистый режим работы симметрирующего узла имеет место при  $\gamma < 1/[2(1 + \bar{C})]$ . Однако в реальности из-за инерционностей возвратных диодов этот диапазон сужается

$$\gamma \leq (0,5 - t_{уст}/T)/(1 + \bar{C}), \quad (7)$$

где  $t_{уст}$  - время установления обратного сопротивления диодов.

Для прерывистого режима, пользуясь временными диаграммами рис.2, можно найти выражения для амплитудных, действующих и средних значений токов вентиля и дросселя:

$$\begin{aligned} I_{Tmax} = I_{Dmax} = I_{Lmax} &= \pi\gamma E/X_L, \quad I_T = I_D = I_L/2 = \pi\gamma\sqrt{\gamma/3} E/X_L, \\ I_{Tcp} = I_{Dcp} &= \pi\gamma^2 E/2X_L, \quad I_{Lcp} \equiv 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Выбор параметров симметрирующего узла можно проводить по заранее известным, либо рассчитанным параметрам основной части инвертора:

1. По известным типоминалам конденсаторов C1, C2 на основе справочных данных (либо другим путем) оценивается их возможное расхождение, т.е. определяется коэффициент  $\bar{C} = \max\{C1/C2, C2/C1\}$ .

2. Выбирается частота работы симметрирующего узла, исходя из частотных свойств конденсаторов и вентиля, желаемых размеров дросселя, дополнительных потерь мощности в реактивных элементах и пр. При ШИМ проще ее взять равной несущей частоте.

3. С учетом времени  $t_{уст}$  используемых диодов по (7) подбирается коэффициент заполнения  $\gamma$ , а длительность управляющих импульсов транзисторов равна  $\alpha = \gamma T$ .

4. Токвые загрузки ключевых приборов задаются соотношениями (8), откуда сразу определяется сопротивление дросселя  $X_L$ . Так что дроссель следует рассчитать на индуктивность  $L = X_L/2\pi\omega$  и на ток намагничивания  $I_L$ .

5. Коэффициент K рассчитывается по (2) с учетом равенства  $X_C = \min\{X_{C1}, X_{C2}\}$  и ограничения (3).

6. Посредством (4) - (6) путем подходящего подбора точности выравнивания напряжений оцениваются длительность выравнивания и дополнительные пульсации напряжений конденсаторов. При неудовлетворительных параметрах следует вернуться к пункту 3 (либо 4) и произвести перерасчет.

7. Транзисторы выбираются на ток  $I_{Tmax}$  и напряжение  $E_{max}$ , возвратные диоды - на средний ток  $I_{Dcp}$  и максимальное обратное напряжение  $E_{max}$ .

Так как на практике симметрирование напряжений фактически происходит в процессе запуска инвертора и с установлением основных процессов на конденсаторах делителя поддерживаются примерно равные

напряжения, поэтому величины  $\gamma$ ,  $K$  и  $T_{\text{выр}}$  следует подобрать таким образом, чтобы, с одной стороны, исключить недопустимые пульсации напряжений конденсаторов, а с другой - обеспечить приемлемые токовые загрузки ключевых элементов. Таким образом, полученные описанным способом параметры в большинстве случаев могут быть непосредственно применены на практике. В ответственных случаях потребуется детальный анализ процессов с привлечением реальных моделей ключевых приборов и оптимизации процессов в целом.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Головацкий В.А., Конев Ю.И., Юрченко А.И. Несимметричные режимы силовых трансформаторов с конденсаторами в первичной цепи // Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю.И. Конева. - М.: Радио и связь, 1982. - Вып 13.- С. 69 - 74.
2. А. с. 1257794 СССР, МКИ Н 02 М 7/5395. Транзисторный инвертор / Г. В. Барегамян, Р. Г. Хурхуров ( РА ). - <sup>1</sup> 3855194/24-07; Заявлено 14.02.85; Опубл. 15.06.86, Бюл. <sup>1</sup> 34. - 3 с.

ГИУА. Материал поступил в редакцию 24.02.1998.

#### Գ.Վ. ԲԱՐԵԴԱՄՅԱՆ

#### ԿԻՍԱԿԱՍՐՁԱԿԱՅԻՆ ԻՆՎԵՐՏՈՐԻ ՀԱՄԱՉԱՓՎԱԾ ՄԽԵՄԱՅԻ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆԸ

Դիտարկվում է ինվերտորի կիսակամրջակային սխեմա, որը պարունակում է անկախ գործող համաչափացման շղթա՝ կոնդենսատորային բաժանիչի լարումների արհեստական հավասարեցման համար: Նկարագրվում են ինվերտորի սխեման, ժամանակային դիագրամները և աշխատանքի սկզբունքը: Տրվում են լարումների հավասարեցման օրինաչափությունները բնութագրող վերլուծական առնչությունները: Ձևակերպված է համաչափացման հանգույցի պարամետրերի ընտրության հաջորդականությունը:

#### G.V. BAREGHAMYAN

#### INVESTIGATION ON SYMMETRIZING HALF-BRIDGE INVERTER

A half -bridge inverter circuit containing autonomously functioning symmetrizing circuit for artificial equalizing capacitor divider voltages is considered. The circuit of the inverter, its operation mode and timing diagrams are described. The analytical relationships characterizing the law of voltage equalization are presented. The parameter selection sequence of the symmetrizing node is formulated.