

ИНВАРИАНТНЫЙ К НАГРУЗКЕ ИНВЕРТОР

Актуальной, сегодня, является задача обеспечения работы инвертора с нагрузками различных типов. Работа инвертора с линейными нагрузками достаточно изучена и освещена в литературе, однако наименьшее внимание при разработке инверторов с синусоидальным выходным напряжением уделено вопросам работы инвертора как источника ограниченной мощности на нагрузки, носящие существенно нелинейный характер. Типичным примером таких нагрузок является выпрямитель с емкостным фильтром.

Как было сказано выше, подходы к разработке статических инверторов с синусоидальным выходным напряжением при работе на линейные нагрузки достаточно освещены и изучены, но проблемы возникают при попытке применить имеющиеся методы и способы для расчета преобразователя, нагрузка которого носит существенно нелинейный характер. Рассмотрим подробнее работу силовой части однофазного мостового инвертора с выходным напряжением 220 В/50 Гц в режиме двуполярной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В качестве типовых нагрузок рассмотрим активную (резистивную) и выпрямитель с емкостным фильтром, при этом активная мощность каждой составляет 250 Вт, а коэффициент мощности выпрямителя $\lambda = 0,56$.

Для исследования процессов в силовой части инвертора использован программный комплекс *DESIGN CENTER Microsim 6.2*. Схема исследуемой модели приведена на рис. 1. Частота коммутации силовых ключей

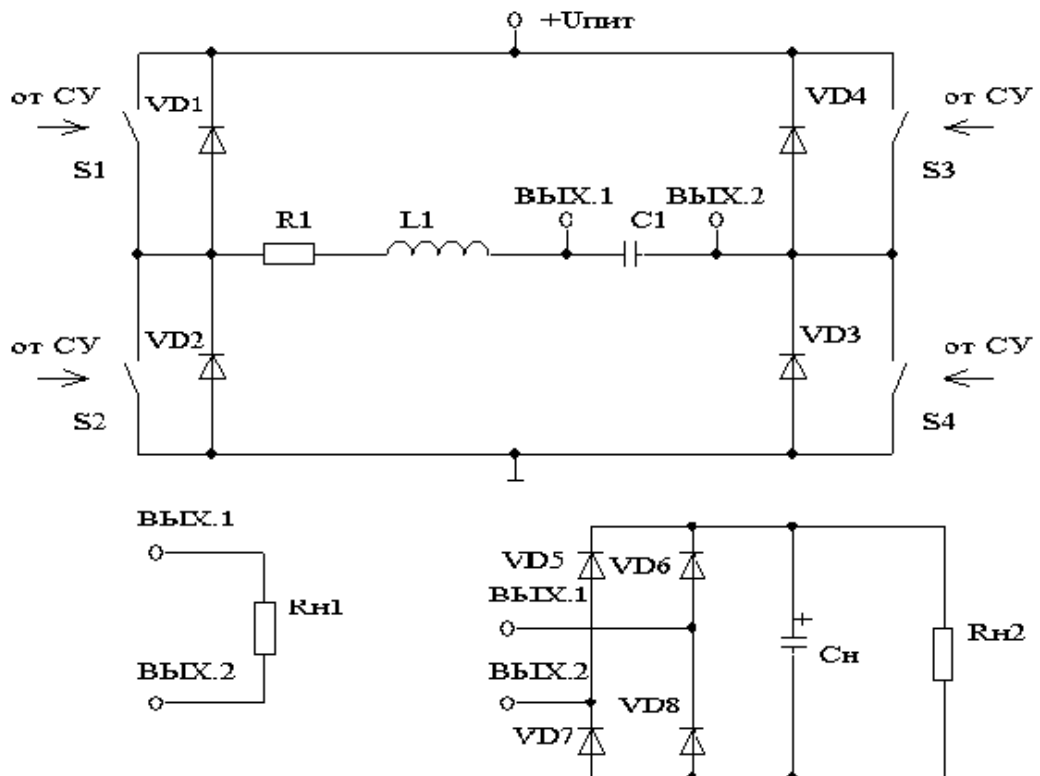


Рис. 1. Схема модели силовой части инвертора с различными вариантами цепей нагрузки составляет 1250 Гц. Исходя из спектрального состава импульсного напряжения в диагонали мостового коммутатора, заданного коэффициента гармоник напряжения на выходе инвертора (k_T) не более 5% и в предположении, что нагрузка инвертора носит активный характер, рассчитан силовой LC-фильтр по известным методикам.

На рис. 2 и 3 представлены диаграммы напряжений и токов, полученные в результате моделирования работы разомкнутого контура преобразователя на активную нагрузку и выпрямитель соответственно, при этом использовались следующие параметры элементов: $U_{пит} = 400$ В, $L_1 = 190$ мГн, $C_1 = 2,4$ мкФ, $R_1 = 5$ Ом, $C_n = 110$ мкФ, $R_{н1} = 190$ Ом, $R_{н2} = 300$ Ом. Отметим, что при активной нагрузке выходное напряжение имеет заданное значение коэффициента гармоник при сравнительно низкой частоте коммутации силовых ключей (1250 Гц). При той же рабочей частоте и параметрах силовой части инвертора при работе на выпрямительную нагрузку, выходное напряжение имеет форму, показанную на рис. 3а, которая существенно отлична от синусоидальной. Можно показать, что даже при питании выпрямителя через такой силовой LC -фильтр от идеального источника синусоидального напряжения ~ 220 В/50 Гц мы получим на входе выпрямителя напряжение аналогичной трапециидальной формы. Это позволяет сделать вывод о невозможности использования стандартных известных подходов при разработке инверторов для питания нелинейной нагрузки. Главным образом это касается расчета параметров силового LC -фильтра преобразователя. Для установления влияния параметров силового фильтра инвертора и параметров нагрузки на качество, прежде всего на коэффициент гармоник выходного напряжения исследуем более подробно электромагнитные процессы, протекающие в элементах схемы.

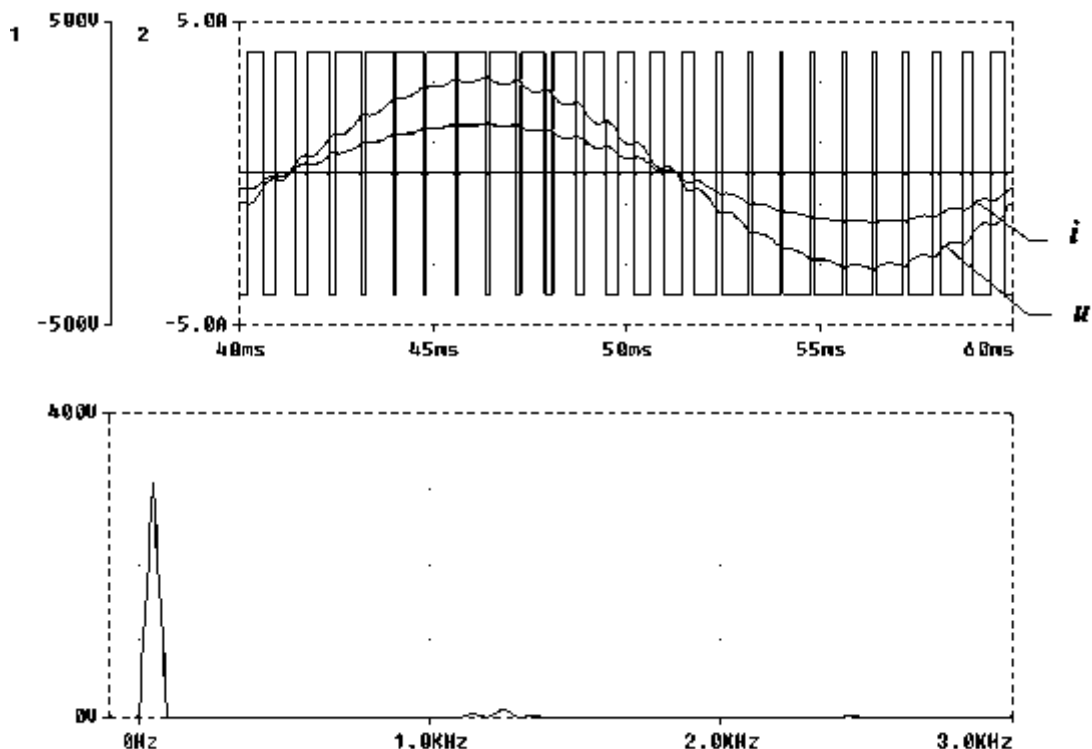


Рис. 2. Диаграммы при работе на активную нагрузку: а). выходного напряжения инвертора, напряжения на входе LC -фильтра и тока, отдаваемого в нагрузку; б). спектр выходного напряжения

При работе на выпрямитель инвертор в совокупности с нагрузкой представляют собой систему с изменяемыми параметрами, в отличие от случая с линейной нагрузкой. Это обусловлено тем, что цикл его работы состоит из двух этапов. На одном из этапов открыты диоды выпрямителя и производится заряд его выходного конденсатора через силовой фильтр инвертора. На другом этапе диоды выпрямителя закрыты, и инвертор на этом интервале находится в режиме холостого хода. Таким образом, в течение цикла своей работы, инвертор должен обеспечивать импульсное потребление тока нагрузкой для форсированного заряда выходного конденсатора.

сатора выпрямителя при заданном качестве выходного напряжения. При этом, очевидно, что через дроссель силового LC-фильтра инвертора также протекает импульсный, существенно несинусоидальный ток.

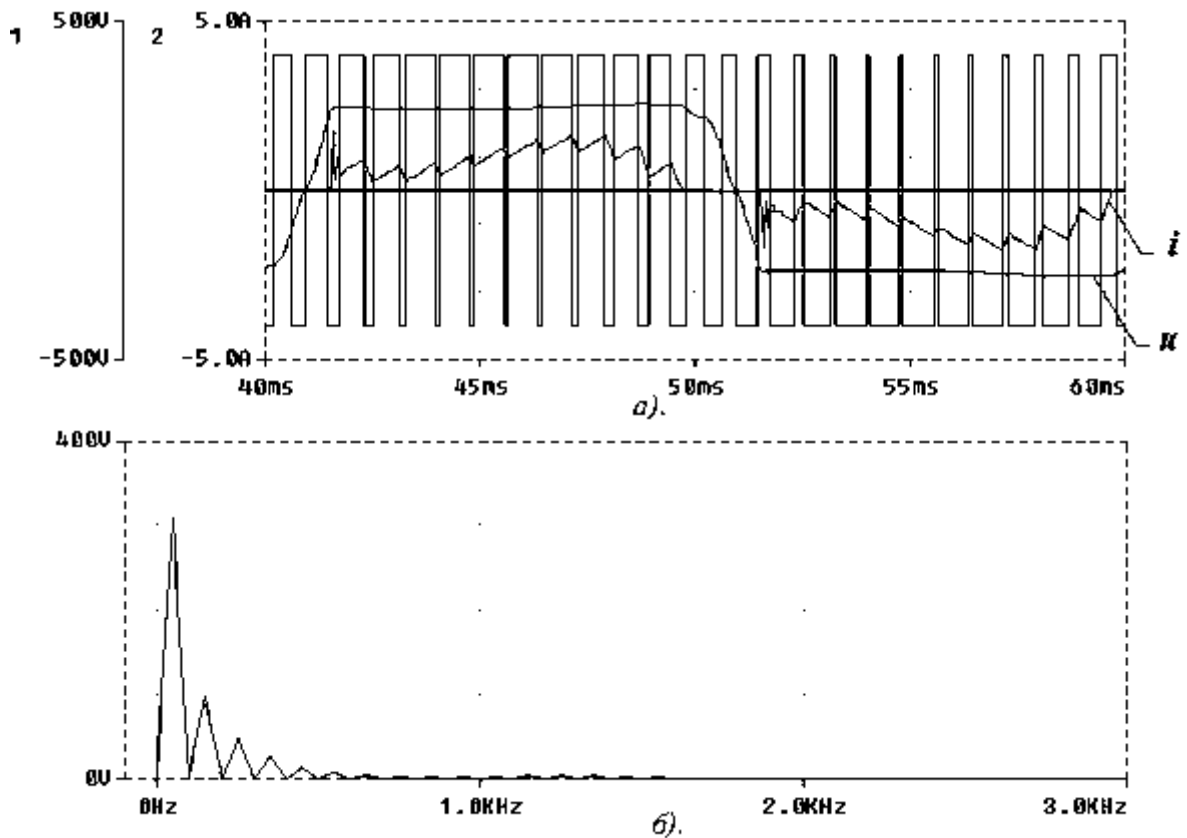


Рис. 3. Диаграммы при работе на выпрямительную нагрузку а). выходного напряжения инвертора, напряжения на входе LC-фильтра и тока, отдаваемого в нагрузку; б). спектр выходного напряжения

Рассмотрим подробнее Г-образный LC-фильтр как звено автоматического управления. В общем случае его передаточная функция записывается как:

$$W(s) = \frac{1}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R_H} + rC\right)s + 1},$$

где L – индуктивность дросселя фильтра,

C – емкость конденсатора фильтра,

r – активное сопротивление дросселя фильтра,

R_H – сопротивление нагрузки.

Круговая частота собственных затухающих колебаний

$$\omega_c = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2},$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – круговая частота собственных незатухающих колебаний;

$$\xi = \frac{1}{2R_H} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} - \text{относительный коэффициент затухания фильтра.}$$

Можно показать, что форма выходного напряжения инвертора при работе на выпрямитель (рис 3а) на интервалах проводимости диодов представляет начальные участки колебательных переходных процессов. Частоту собственных колебаний можно определить по приведенным выше формулам, при этом необходимо учитывать, что эквивалентная емкость фильтра определяется в данном случае как сумма емкостей конденсаторов фильтров инвертора и выпрямителя ($C = C_{\Phi} + C_B$). Переходная функция для колебательного звена описывается выражением:

$$h(t) = 1 - \frac{e^{-\xi\omega_0 t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t + \arctg \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right).$$

Очевидно, что при колебательном характере процессов значение переходной функции достигнет единицы при выполнении равенства:

$$t_{3AP} = \frac{\pi - \arctg \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}}{\omega_c}.$$

Это означает, что напряжение на выходе инвертора, работающего в режиме ШИМ, при разомкнутом контуре управления, достигло бы заданного максимального значения не ранее, чем через время t_{3AP} после открывания диодов выпрямителя. В качестве примера, для исследуемой схемы $\omega_0 = 216$ рад/с, $\omega_c = 214$, $\xi = 0,13$, $t_{3AP} = 7,95$ мс, что неприемлемо, так как период основной частоты выходного напряжения равен 20 мс.

Таким образом, подключение параллельно силовому фильтру инвертора выходной емкости выпрямителя, которая, как правило, на порядки превышает емкость фильтра инвертора, приводит к значительному искажению формы выходного напряжения. Емкость фильтра выпрямителя просто не успевает зарядиться до заданного уровня за относительно короткий интервал проводимости диодов выпрямителя. Основным элементом, влияющим на время заряда выходной емкости выпрямителя, является дроссель фильтра инвертора, его индуктивность необходимо уменьшать. Это позволит увеличить собственную частоту ω_0 и приведет к форсированному заряду выходной емкости выпрямителя. В противном же случае, никакая обратная связь, независимо от частоты коммутации силовых ключей мостового каскада, не сможет привести форму выходного напряжения инвертора к синусоидальной, с учетом заданного значения коэффициента гармоник. Последнее утверждение обусловлено тем, что преобразователь как звено имеет насыщение, напряжение на выходе мостового коммутатора не может превышать по модулю напряжения питания. Обычно работают с коэффициентом регулирования $k_p = 0,7$ с $0,95$, то есть близким к единице, тогда даже при подаче постоянного напряжения (несколько объединенных импульсов с коэффициентом заполнения k_3 , равным 1) на вход фильтра мы не добьемся значительного улучшения формы выходного напряжения. А использование завышенного номинала питающего напряжения создает дополнительные трудности при технической реализации устройства и ведет к работе с низким значением коэффициента регулирования и, как следствие, к худшему спектральному составу импульсного напряжения на выходе мостового коммутатора.

Однако при закрытых диодах выпрямителя инвертор работает практически на холостом ходу, так как сопротивление нагрузки можно принять бесконечным. В данном случае, использование стандартной методики выбора параметров силового фильтра инвертора, привело бы к следующим соотношениям: $C \rightarrow 0$ и $L \rightarrow \infty$. На собственной частоте силового LC -фильтра инвертора также возникнут колебания из-за отсутствия демпфирующего влияния нагрузки, что внесет в спектр выходного напряжения дополнительные гармоники. Очевидно, что увеличение относительного коэффициента затухания ξ ведет к изменению характера процессов от колебательных к апериодическим. При закрытых диодах выпрямителя $\xi = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$. Повысить значение ξ за счет увеличения r невозможно, так как это приведет к ощутимому снижению КПД схемы. Следовательно, остается возможность увеличения емкости конденсатора фильтра инвертора при соответствующем уменьшении индуктивности дросселя фильтра, сохраняя соотношение $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Однако, необходимо учитывать, что увеличение емкости конденсатора в данном случае приведет к увеличению потерь в схеме и снижению КПД из-за увеличения амплитуды тока.

Исходя из проведенного анализа, можно предложить следующую методику расчета параметров силового LC -фильтра инвертора, работающего на выпрямительную нагрузку с емкостным фильтром:

1). Необходимо ориентировочно определить активное сопротивление дросселя r силового фильтра инвертора (исходя из КПД, тока, мощности и т.д.).

2). Исходя из заданного коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора, необходимо определить требуемую круговую частоту собственных затухающих колебаний $\omega_{св}$ переходного процесса подзарядки выходной емкости выпрямителя. Для этой цели можно воспользоваться экспериментально полученными зависимостями коэффициента гармоник k_r от ω_c в зависимости от начального напряжения подзарядки U_0 , требуемой амплитуды синусоидального выходного напряжения U_{1m} , среднего значения импульсного напряжения на входе силового LC -фильтра инвертора на интервале заряда конденсатора выпрямителя $U_{сз}$. Семейство таких зависимостей представлено на рис. 4.

3). По спектральному составу импульсного напряжения на входе силового фильтра инвертора, в зависимости от заданного коэффициента гармоник напряжения на выходе инвертора, определяется требуемая резонансная частота ω_0 силового LC -фильтра.

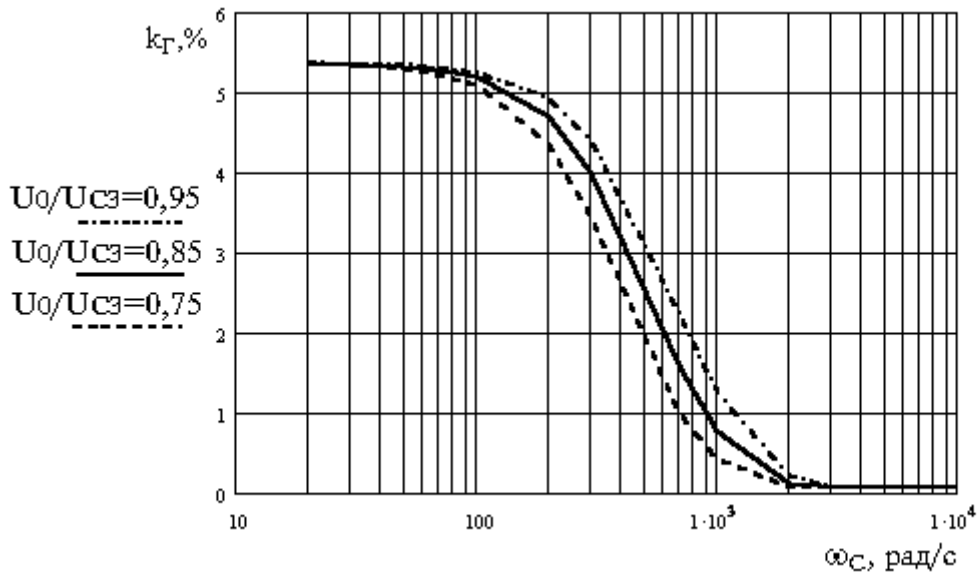


Рис. 4 Семейство зависимостей $k_T(\omega)$ при $U_0/U_{Im}=0,85$

4). Относительный коэффициент затухания при переходном процессе заряда емкости выпрямителя

$$\xi_B = \frac{1}{2R_H} \sqrt{\frac{L}{C + C_B}} + \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C + C_B}{L}},$$

где C_B – емкость конденсатора фильтра выпрямителя. При возможных реальных сочетаниях параметров, входящих в эту формулу, $\xi_B^2 \ll 1$, тогда для круговой частоты собственных затухающих колебаний можно записать:

$$\omega_{CB} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot (C + C_B)}} \sqrt{1 - \xi_B^2} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot (C + C_B)}}.$$

Решение системы

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \omega_{CB} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot (C + C_B)}} \end{cases}.$$

позволяет ориентировочно определить требуемые значения индуктивности дросселя L и емкости конденсатора C силового фильтра инвертора. При этом необходимо отметить, что полученные в результате значения L и C в дальнейшем могут быть скорректированы – это во многом обусловлено способом формирования сигнала управления силовыми ключами коммутатора, в частности видом и параметрами обратной связи.

Для инвертора, работающего на нелинейную нагрузку, в данном случае на выпрямитель с емкостным фильтром, наиболее предпочтительной является обратная связь по форме выходного напряжения. Введение обратной связи такого типа позволяет значительно снизить искажения формы выходного напряжения инверто-

ра, вызванные процессами заряда выходной емкости выпрямителя и колебаниями на собственной частоте силового LC -фильтра инвертора.

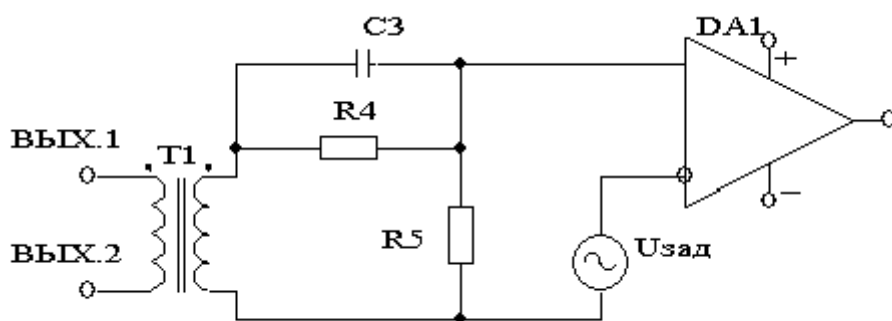


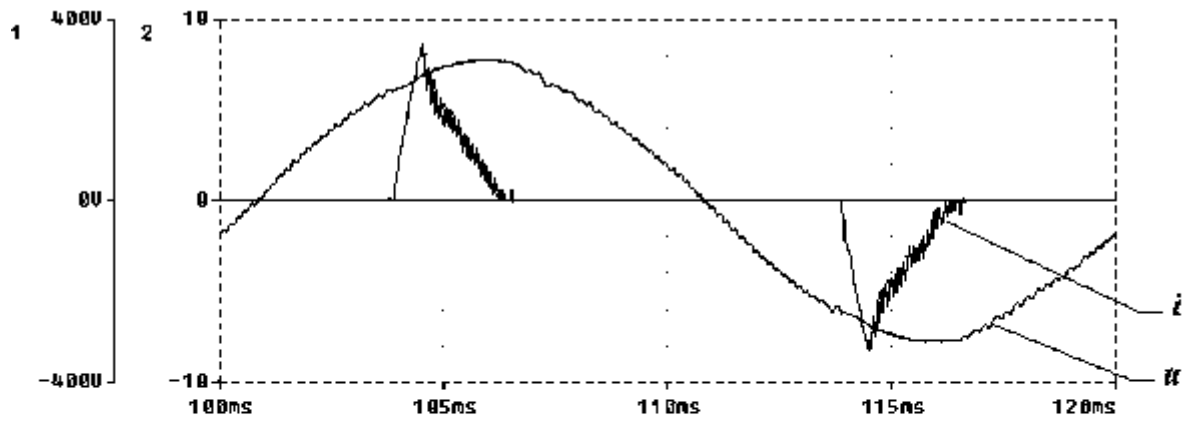
Рис. 5. Схема модели цепи обратной связи

На рис. 5 приведена схема упрощенной модели цепи обратной связи по форме выходного напряжения рассматриваемого инвертора. Постоянная времени цепи обратной связи выбирается в соответствии с постоянной времени силового LC -фильтра инвертора, что связано с отставанием по фазе проходящего через него сигнала.

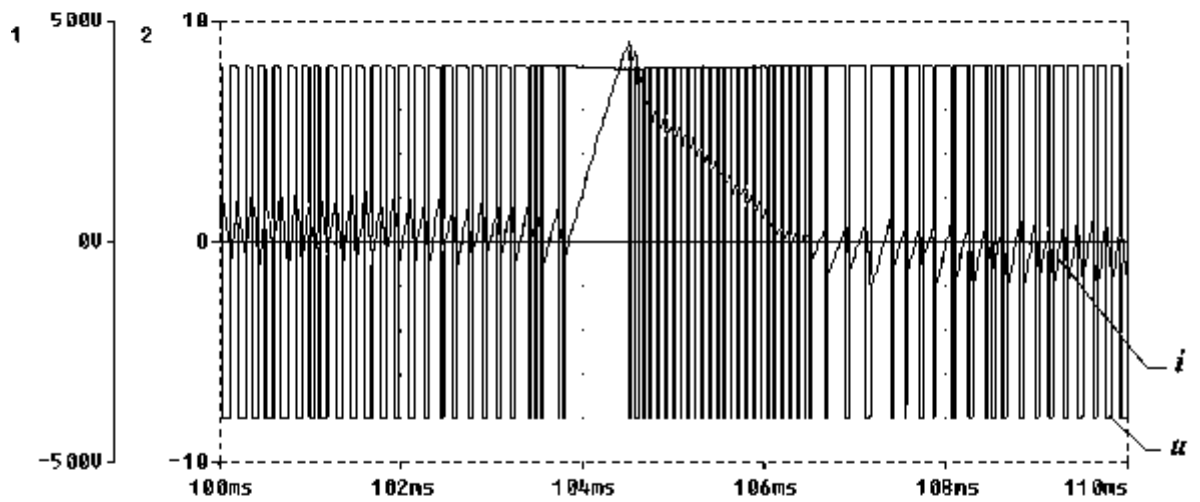
Для подтверждения сказанного исследованы процессы в силовой части инвертора, охваченного такой обратной связью. При моделировании использовались следующие параметры: $U_{пит} = 400$ В, $L_{др} = 10$ мГн, $R_{др} = 0,7$ Ом, $C = 6,3$ мкФ, $C_n = 110$ мкФ, $R_{н2} = 300$ Ом, $C_{ос1} = 1$ мкФ, $R_{ос1} = 1$ кОм, $R_{ос2} = 111$ Ом. Результаты моделирования приведены на рис. 6. Параметры выходного напряжения удовлетворяют заданным ($k_r = 2,9\%$).

Такой инвертор работает в релейном режиме, при этом частота коммутации силовых ключей не превышает 13 кГц, хотя и изменяется в относительно широких пределах в зависимости от режима работы. Характерным для обратной связи по форме выходного напряжения является интервал подзарядки выходной емкости выпрямителя, на котором коэффициент заполнения импульсов принудительно удерживается равным единице под влиянием обратной связи.

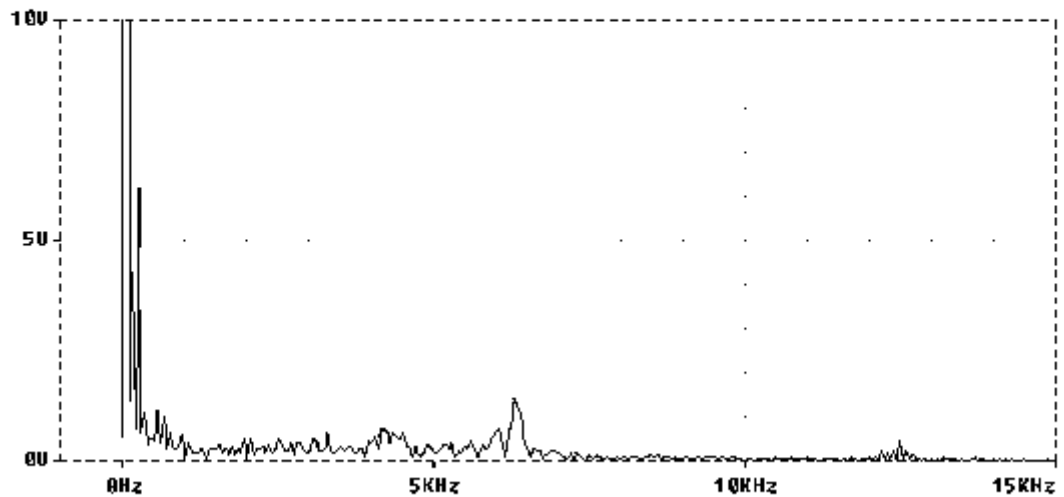
Введение обратной связи по форме выходного напряжения и соответствующий расчет параметров силового LC -фильтра делают такой инвертор инвариантным к виду нагрузки, что позволяет использовать его в различных режимах работы – от холостого хода до максимальной нагрузки, независимо от ее характера, обеспечивая при этом как заданные параметры выходного напряжения, так и высокие энергетические показатели.



a).



b).



v).

Рис. 6. Диаграммы работы инвертора, охваченного обратной связью по форме выходного напряжения а). выходного напряжения инвертора и тока, отдаваемого в нагрузку; б). напряжения на входе LC-фильтра и тока в дросселе; в). спектр выходного напряжения инвертора