

Коэффициенты правых частей уравнений (7) равны

$$m_1 = (p^2 + v^2)k \frac{Y_1}{L_{\Sigma K}} - (p^2 + p\omega_0 + v^2 S^0) \frac{Y_1}{L_{\Sigma}} - [p(I + S^0) + \omega_0] v \frac{Y_2}{L_{\Sigma}},$$

$$m_2 = (p^2 + v^2)k \frac{Y_2}{L_{\Sigma K}} - [p(I - S^0) + \omega_0] v \frac{Y_1}{L_{\Sigma}} - (p^2 + p\omega_0 + v^2 S^0) \frac{Y_2}{L_{\Sigma}},$$

$$m_3 = (p^2 + v^2) \tau_{\Sigma} Y_1 - (p^2 + v^2) \frac{Y_1}{L_{\Sigma}} - (p^2 + v^2) \frac{Y_2}{L_{\Sigma}},$$

где Y_1, Y_2 — правые части правых частей уравнений системы (7), Y_3 — правая часть (10).

ЛИТЕРАТУРА

1. Вайнов А.И. Переходные процессы в нелинейных электрических цепях. — Тбилиси, 1980. — 256 с.
2. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сидяков А.С. Анализ нелинейных электрических цепей. — М.: Энергия, 1979. — 315 с.
3. Арешян Г.Л., Мовсесян С.Ж. Решение систем нелинейных дифференциальных уравнений в смешанных и резонансных осках. Электротехника, 1992, № 11, с. 54-59.
4. Арешян Г.Л. Обобщенное преобразование Лапласа для нелинейных алгебраических функций с заданным ориенталом на плоскости. Докл. АН Арм. ССР, № 27-4992, 1992.

ПЛУС

31.07.1997

УДК 621.372.5 Армения (сер. ТН), т. 11, № 3, 1998, с. 322-328

УДК 621.372.5

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Г.Л. АРЕШЯН, В.М. МОВСЕСЯН, Н.Н. ПЕТРОСЯН,
А.Ш. АРУТЮНЯН

МАШИННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ СТАТИЧЕСКИХ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В статье рассматривается задача машинного проектирования стабилизированных источников вторичного электропитания, в которых в качестве промежуточного высокочастотного преобразователя используется регулируемый резонансный инвертор. Проектирование производится по критериям обеспечения качества выходного напряжения и оптимальных удельных показателей.

Рассматривается задача машинного проектирования стабилизированных источников вторичного электропитания, в которых в качестве промежуточного высокочастотного преобразователя используется регулируемый резонансный инвертор. Проектирование производится по критериям обеспечения качества выходного напряжения и оптимальных удельных показателей.

Мл. 3. Биллевогг 5 нэв.

A computer-aided design problem of stabilized secondary power supply is considered. A controllable resonant inverter is used as an intermediate high frequency converter. Designing is performed with quality control criterion of the output voltage and optimal specific index.

Fig. 3. Ref. 5.

Создание новых высокочастотных силовых биполярных и полевых транзисторов позволяет создавать источники вторичного электропитания (ИВЭП) на основе высокочастотных резонансных преобразователей. Они отличаются от других типов источников высокими удельными энергетическими показателями и низким уровнем электромагнитных излучений.

В ИВЭП резонансного типа преобразование энергии осуществляется последовательно через следующие узлы (рис.1): сетевой выпрямитель, высокочастотный резонансный инвертор, выходной высокочастотный трансформатор, выходной выпрямитель, сглаживающий фильтр. В зависимости от характера изменения нагрузки в инверторе обычно применяются либо параллельный, либо последовательный резонансные LC контуры [1-4]. Более универсальным и гибким в применении является комбинированный вариант контура, состоящий из последовательного L1, C1 (рис.1) и параллельного L2, C2 резонансных контуров [5]. По сравнению с контуром второго порядка комбинированный контур четвертого порядка позволяет обеспечить: возможность работы инвертора при изменениях нагрузки от холостого хода до режимов с существенными перегрузками; возможность работы в режимах прерывистого тока, непрерывного тока с коммутацией тока силового ключа при включении (емкостной характер контура) и выключении (индуктивный характер контура); необходимый диапазон регулирования выходного напряжения с существенно меньшими значениями добротности контура и относительного диапазона изменения частоты [5]. Низкой добротности контура соответствуют меньшие значения реактивной мощности, максимальных токов и напряжений в элементах контура и в силовых ключах.

Повсеместное внедрение ИВЭП с резонансным преобразователем предполагает создание алгоритмов и программ для их проектирования с помощью персональных компьютеров, которые обычно имеются на рабочих местах инженеров-проектировщиков.

В [1-4] представлены методики машинного проектирования резонансных преобразователей с контуром второго порядка. В них расчетные соотношения выводятся на моделях по постоянному току путем решения дифференциального уравнения контура в разных интервалах периода переключения силовых ключей.

В настоящей работе приводится методика машинного проектирования ИВЭП на основе резонансного преобразователя с контуром четвертого порядка (рис.1). Регулирование выходного напряжения инвертора производится путем изменения частоты переключения силовых транзисторов. Представлена типовая амплитудно-частотная характеристика контура (рис.2). Допускается, что токи и напряжения в контуре имеют синусоидальную форму, а инвертор работает в режиме непрерывного тока, что позволяет получить существенно меньшие амплитудные значения токов и

напряжений силовых ключей и других компонентов инвертора по сравнению с режимом прерывистых токов. ИВЭП должен обеспечить требуемое качество выходного напряжения: точность стабилизации, диапазон регулирования, допустимые пульсации, динамические показатели при коммутации нагрузки. Одновременно, ИВЭП должен иметь высокие удельные энергетические показатели и по возможности меньшие габариты и массу. В процессе проектирования принятие решения производится по следующим критериям:

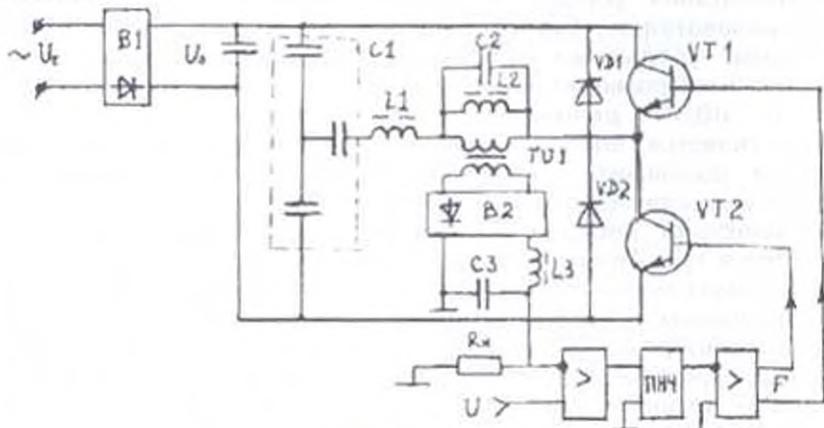


Рис. 1. Упрощенная схема ИВЭП

1. Пиковые (или амплитудные) значения токов и напряжений силовых ключей, дросселей и конденсаторов должны быть по возможности небольшими (по крайней мере, меньше допустимых для выбранных или доступных элементов).

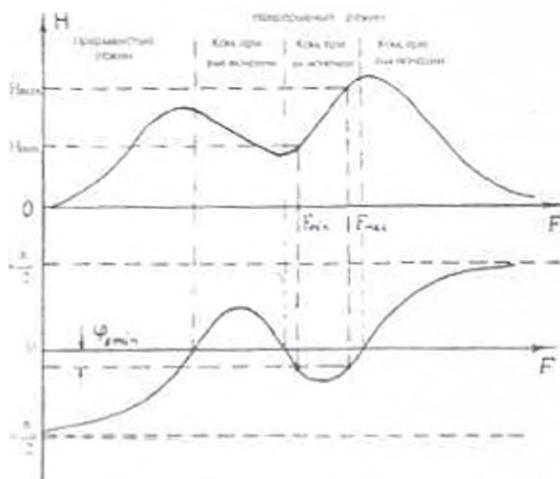


Рис. 2 Частотные характеристики

2. Диапазон изменения частоты должен быть по возможности узким, чтобы упростить управление и фильтрацию, но одновременно достаточным, чтобы обеспечить регулирование и стабилизацию.

выходного напряжения при изменениях напряжения питающей сети и нагрузки.

3. Масса и габариты должны быть по возможности маленькими.

Эти критерии взаимосвязаны и противоречивы, поэтому процесс проектирования имеет итеративный характер и основан на компромиссе между ними. Проектирование происходит в диалоговом режиме, в котором право выбора в случае альтернативных решений принадлежит проектировщику. Компьютер предлагает только варианты решения.

Масса и габариты ИВЭП в основном зависят от размеров: конденсаторов входного и выходного фильтров, реактивных элементов резонансного контура, охладителей силовых ключей инвертора и диодов выходного выпрямителя. Потери в диодах выходного выпрямителя определяются током нагрузки и в ходе проектирования оптимизации не подлежат. Что касается остальных элементов, то для уменьшения размеров и масс реактивных элементов и охладителей силовых ключей необходимо иметь меньшие добротности контура, что противоречит условиям узости диапазона вариаций частоты и обеспечения необходимого диапазона регулирования выходного напряжения. Кроме того, для обеспечения требуемых динамических характеристик необходимо иметь либо весьма широкий диапазон изменения выходного напряжения инвертора, либо очень большую емкость на выходе ИВЭП.

Представлена блок-схема алгоритма проектирования ИВЭП с резонансным преобразователем (рис. 3).

В блоке 1 задаются параметры ИВЭП. Обычно на этом этапе задаются выходные параметры: $U_{н\Delta}$ - выходное напряжение с указанием допустимых отклонений в динамическом режиме; $I_{н\min}$, $I_{н\max}$ - диапазон изменения тока нагрузки; $K_{п}$ - коэффициент допустимых пульсаций выходного напряжения; параметры сети питания: число фаз; $U_{с\min}$, $U_{с\max}$ - допустимый диапазон изменения напряжения; частота.

В блоке 2 определяются параметры, по которым ориентировочно можно выбирать силовые ключи: максимальное напряжение $U_{к\max}$ и ток $I_{к\max}$, средний ток $I_{ср}$. Максимальное значение напряжения оценивается по амплитуде напряжения сети (или по постоянному входному напряжению в случае постоянного входа), а средний ток ключей оценивается по выходной мощности $P_{в}$, постоянному напряжению на входе инвертора U_0 и ориентировочному значению КПД ИВЭП. Максимальное значение тока ключа зависит от режима работы инвертора и допустимых перегрузок. Его можно определить только в ходе проектирования.

В блоке 3 выбираются силовые ключи и максимальная рабочая частота инвертора. Выбор частоты имеет принципиальное значение и не является однозначным. С одной стороны, высокая частота предполагает понижение массы и габаритов ИВЭП, с другой - частота должна быть ограничена временными параметрами полупроводниковых элементов и допустимыми потерями в магнитных элементах и конденсаторах. По максимальной частоте и параметрам, вычисленным в блоке 2, выбираются силовые ключи. Определяется минимальный фазовый сдвиг между током и напряжением силовых

ключей инвертора, необходимый для восстановления запирающей способности ключа

$$\Psi_{\text{норм}} = \omega_{\text{норм}} t_{\text{вос}}, \quad (1)$$

где $\omega_{\text{норм}} = 2\pi F_{\text{норм}}$ - максимальная рабочая угловая частота инвертора;
 $t_{\text{вос}}$ - время восстановления запирающей способности ключа.

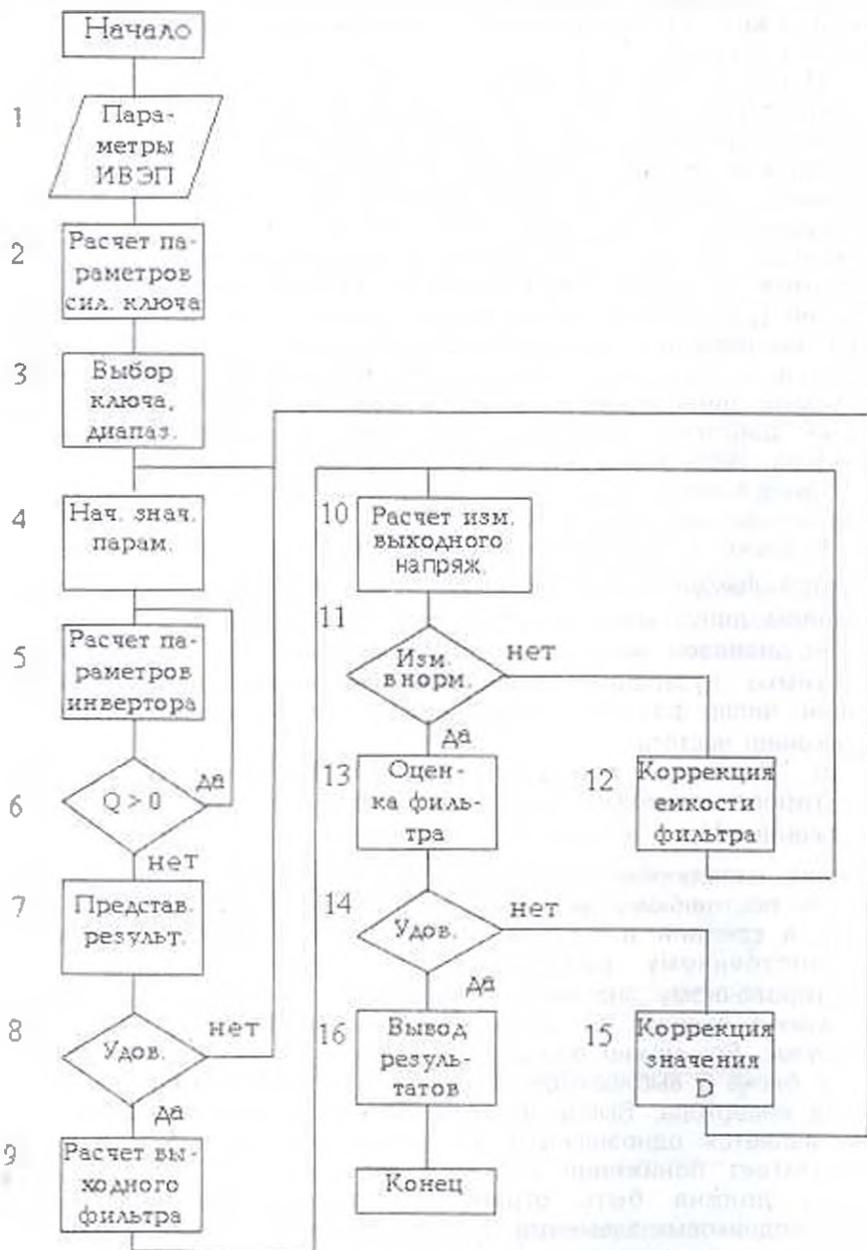


Рис. 3. Блок-схема алгоритма

В блоке 4 задаются отношения резонансных частот F_{02}/F_{01} (F_{01} - для параллельного контура, F_{02} - для последовательного контура), а также максимальной и минимальной рабочих частот F_{max}/F_{min} .

В блоке 5 определяются параметры резонансного инвертора. По заданным диапазонам изменения тока нагрузки и сетевого напряжения определяется желаемый диапазон регулирования выходного напряжения инвертора, обеспечивающий стабилизацию выходного напряжения ИВЭП:

$$D = U_{cmax} I_{Hmax} / U_{cmin} I_{Hmin} \quad (2)$$

Диапазон изменения выходного напряжения инвертора определяется отношением значений коэффициента передачи контура на максимальной и минимальной частотах: $H(\omega_{max})/H(\omega_{min})$.

$$H(\omega) = \sqrt{\frac{((1 - Q_1 Q_2 (\omega/\omega_{01} - \omega_{01}/\omega)(\omega/\omega_{02} - \omega_{02}/\omega))^2 + Q_1^2 (\omega/\omega_{01} - \omega_{01}/\omega)^2)}{+ Q_2^2 (\omega/\omega_{02} - \omega_{02}/\omega)^2}} \quad (3)$$

где $Q_1, Q_2, \omega_{01}, \omega_{02}$ - добротности и резонансные частоты последовательной и параллельной частей резонансного контура.

Фазочастотная характеристика входного импеданса контура определяется по формуле [5]

$$\psi_x = \arctg(Q_1 Q_2 (\omega/\omega_{01} - \omega_{01}/\omega)(\omega/\omega_{02} - \omega_{02}/\omega) + Q_1 (\omega/\omega_{01} - \omega_{01}/\omega) - Q_2 (\omega/\omega_{02} - \omega_{02}/\omega)) \quad (4)$$

При заданных значениях F_{01}/F_{02} и F_{max}/F_{min} величина ψ_x и отношение D зависят только от добротностей контура, которые определяются из уравнений

$$H(\omega_{max})/H(\omega_{min}) = D, \quad \psi_x(\omega_{min}) = \psi_{xгр} \quad (5)$$

где $H(\omega)$ и $\psi_x(\omega)$ вычисляются по формулам (3), (4).

Уравнения (5) решаются относительно Q_1, Q_2 численными методами. Далее оцениваются среднее значение напряжения на вторичной обмотке выходного трансформатора, коэффициент трансформации K_{TR} и эквивалентное сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора R_1 . Затем вычисляются параметры элементов контура:

$$L_1 = R_1 Q_1 / \omega_{01}, \quad L_2 = R_1 / \omega_{02} Q_2 \quad (6)$$

$$C_1 = 1/L_1 \omega_{01}^2, \quad C_2 = 1/L_2 \omega_{02}^2$$

и определяются амплитудные значения токов через силовые ключи и индуктивности и напряжений на конденсаторах:

$$U_{C2m} = U_{1m}, \quad I_{L2m} = U_{1m} / \omega_{min} L_2$$

$$I_{Lm} = I_{L2m} \sqrt{(\omega_{max} C_1 - 1/\omega_{max} L_1)^2 + R_1^{-2}} \quad (7)$$

$$U_{C1m} = \sqrt{(\omega_{min} C_2 - 1/\omega_{min} L_2)^2 + R_1^{-2}}, \quad U_{C2m} = I_{L2m} / \omega_{max} C_1$$

При этом изменяется значение отношения F_{01}/F_{02} и осуществляется переход к блоку 5. Вариация F_{01}/F_{02} осуществляется во всем диапазоне, где уравнения (5) имеют решения $Q_1, Q_2 > 0$.

В блоке 7 выбирается отношение F_{01}/F_{02} . На экране вычерчиваются графики зависимостей $U_{C1m}, U_{C2m}, I_{L1m}, I_{L2m}$ от отношения F_{01}/F_{02} . По этим зависимостям выбирается значение F_{01}/F_{02} и на экран выводятся значения параметров контура, токи и напряжения элементов инвертора. Если эти результаты удовлетворительны, то осуществляется переход к блоку 9, если нет, то изменяется значение относительного частотного диапазона F_{max}/F_{min} и осуществляется переход к блоку 4. В блоке 9 вычисляются параметры выходного выпрямителя и сглаживающего LC фильтра из условий непрерывности тока дросселя и пульсаций выходного напряжения. В блоке 10 оцениваются изменения выходного напряжения при скачкообразном сбросе и набросе нагрузки. По дифференциальным уравнениям фильтра вычисляются процессы при коммутации нагрузки и соответственном изменении частоты и входного напряжения фильтра. В блоке 11 проверяются экстремальные значения выходного напряжения. Если эти значения находятся в допустимых пределах, то осуществляется переход к блоку 13, если нет, то в блоке 12 корректируется (увеличивается) значение емкости конденсатора фильтра и совершается переход к блоку 9.

Блок 13 выводит значения параметров выходного выпрямителя и сглаживающего фильтра. Если они приемлемы, то совершается переход к блоку 16, если нет (слишком большая емкость конденсатора), то необходимо увеличить диапазон изменения входного напряжения фильтра, т.е. увеличить отношение D в формуле (5) и перейти к блоку 3. Блок 16 выводит результаты проектирования на печать.

ЛИТЕРАТУРА

1. Yang James J., Lee Fred C. Computer-aided design and analysis of series resonant converters // Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 22nd Annu. Meet., Atlanta, Ga, Oct, 18-23, 1987. Pt 1. - New York, N. Y., 1987. - P. 954-959.
2. Kang Young-Goo, Upadhyay Anand K. Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter // IEEE Trans. on Power Electronics. - 1988. - V. 3, №. 3. - P. 254-265.
3. Kazimerczuk M.K. Steady-state analysis and design of a buck zero-current-switching resonant dc/dc converter // IEEE Trans. on Power Electronics. - 1988. - V. 3, №. 3. - P. 286-296.
4. Лукин А.В., Макаров В.В., Герасимов А.А. Основы проектирования высокочастотных резонансных преобразователей / Центральный отраслевой орган научно-технической информации "Экос", 1989. - С.
5. Барегамян Г.В., Мовсесян В.М., Петросян Н.Н. Выбор параметров резонансного контура в ИВЭП с резонансным инвертором // Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА / МДНТП. - М., 1989. - С. 151-156.