

В. М.МОВСЕСЯН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИВЭП С УЛУЧШЕННЫМИ МАССОГАБАРИТНЫМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ

Предлагается распределить функцию сглаживания низкочастотных пульсаций в ИВЭП между сглаживающим фильтром и управляемым инвертором из условия минимума потерь, объема или массы. Представлен метод минимизации объема для ИВЭП на основе резонансного инвертора.

Ключевые слова: резонансный инвертор, сглаживающий фильтр, коммутационные потери, пульсации.

Одной из основных задач при проектировании источников вторичного электропитания (ИВЭП) с постоянным выходным напряжением является минимизация потерь и массогабаритных характеристик. В ИВЭП с бестрансформаторным входом трансформация уровня напряжения осуществляется на высоких частотах. В качестве высокочастотного преобразователя применяются инверторы с широтно-импульсной модуляцией или резонансного типа [1]. В ИВЭП со стабилизированным и/или регулируемым выходным напряжением инвертор является управляемым, и в его функции входят: преобразование постоянного напряжения в высокочастотное переменное; стабилизация уровня выходного напряжения; подавление низкочастотных пульсаций сетевого выпрямленного напряжения. Сетевой выпрямитель включает низкочастотный фильтр для сглаживания пульсаций, однако для хорошего сглаживания требуется фильтр больших размеров. В работе предлагается делить функцию сглаживания этих пульсаций между фильтром и управляемым инвертором из условия минимизации потерь или массогабаритных характеристик.

Для конкретизации последующих рассуждений положим, что применяется резонансный инвертор (РИ) (рис. 1), нагрузка является постоянной, а выходное напряжение - стабилизированным. Сетевое напряжение выпрямляется однофазным диодным выпрямительным мостом и сглаживается емкостным фильтром С1. Потери в сетевом выпрямителе, фильтре С1 и инверторе РИ, а также их массы и габариты, помимо передаваемой мощности, существенным образом зависят от распределения функции сглаживания выпрямленного напряжения сети между С1 и РИ.

Определим коэффициент пульсаций k_r напряжения U_1 из условия минимума функции

$$G(k_r) = F_1(E_{C1}) + F_2(E_{CT}) + F_3(E_{LT}) + F_4(P_{sw}) + F_5(P_r), \quad (1)$$

где E_{C1} , E_{CT} , E_{LT} - энергии, накопленные в конденсаторе фильтра С1, а также в конденсаторе и индуктивности РИ; P_{sw} , P_r - мощности, рассеиваемые в транзисторных ключах инвертора и в диодах выпрямителя. Эти энергии и мощности потерь рассматриваются как функции от k_r .

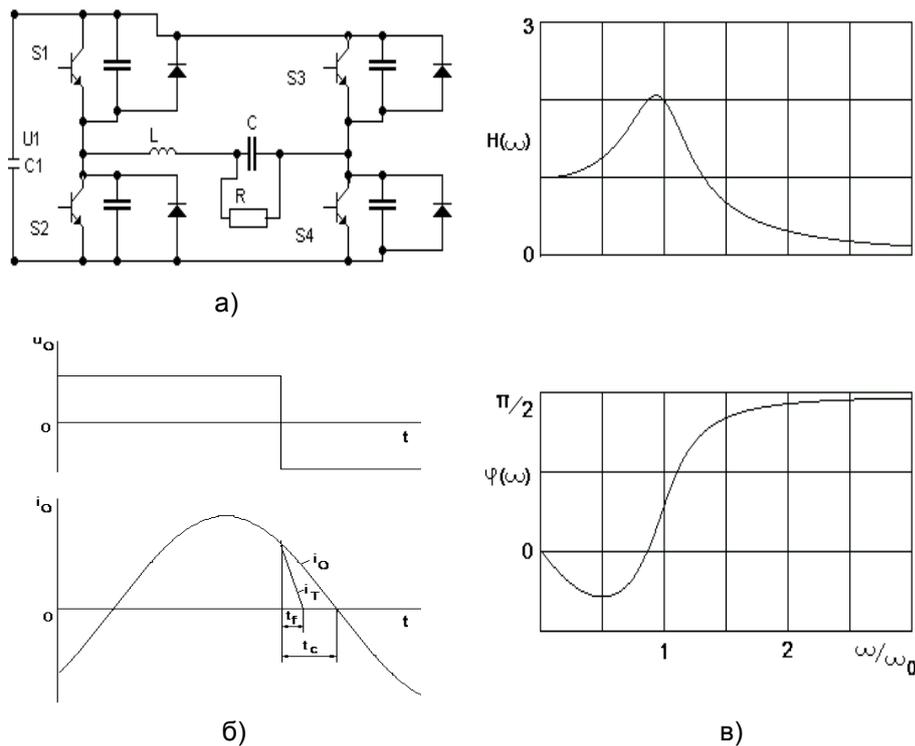


Рис. 1. Резонансный инвертор: а - упрощенная схема, б - кривые напряжения и тока контура, в - частотные характеристики

Функции $F_1 \dots F_5$ могут определять потери, объемы, либо массы. Соответственно будем иметь задачи минимизации потерь, объема или массы. РИ включает резонансный контур с последовательно или параллельно включенной нагрузкой (рис. 1). Напряжение на диагонали инвертора U_Q имеет форму меандра, первая гармоника которого определяется в виде

$$u_{Q1}(t) = U_{Q1m} \sin \omega t, \quad U_{Q1m} = 4U_1 / \pi, \quad (2)$$

где U_{Q1m} - амплитуда первой гармоники; ω - частота переключения силовых ключей.

Коэффициент передачи инвертора определяется в виде $H(\omega) = U_{2m} / U_{Q1m}$. В случае, если ток диагонали I_Q непрерывный, стабилизация (или регулирование) выходного напряжения осуществляется изменением частоты (ω). Частотные характеристики (рис. 1) резонансного инвертора $H(\omega)$ и $\varphi(\omega) = \arg(U_Q, I_Q)$ имеют вид

$$H(x) = ((1 - x^2)^2 + x^2 Q^{-2})^{-0,5}, \quad \varphi(x) = \arctg(x(1 + (x^2 - 1)Q^2)Q^{-1}), \quad (3)$$

где $x = \omega/\omega_0$ - относительная частота; $\omega_0 = (LC)^{-0,5}$; $Q=R/\rho$ - добротность контура; $\rho=(L/C)^{0,5}$ - волновое сопротивление.

При работе в частотном диапазоне (ω_1, ω_2) выше резонансной частоты ω_r ($\omega_r=\omega_0(1-Q^{-2})^{0,5}$) для стабилизации выходного напряжения инвертора U_2 необходимо, чтобы

$$H(\omega_1)/H(\omega_2) = H(x_1)/H(x_2) \geq U_{1max} / U_{1min} = d. \quad (4)$$

При этом фазовый сдвиг $\varphi(\omega)$ должен быть достаточным, чтобы за соответствующее время t_c (рис. 1) открытый транзистор успел надежно запереться, прежде чем откроется второй транзистор того же плеча:

$$\varphi_{min} = \varphi(x_1) \geq x_1 \omega_0 t_c. \quad (5)$$

Ставится задача минимизации функции (1) по k_r при ограничениях (4) и (5). В (4) и (5) следует брать знак равенства, т.к. увеличение $H(\omega_1)/H(\omega_2)$ и $\varphi(x_1)$ приведет к росту добротности и фазового сдвига и, как следствие, к росту потерь в контуре и силовых ключах. Для решения сформулированной задачи прежде всего необходимо определить E_{C1} , E_{CT} , E_{LT} , P_{sw} , P_r как функции от коэффициента пульсаций k_r . В случае емкостного сглаживающего фильтра $C1$ среднее значение U_0 и амплитуда первой гармоники пульсаций U_{1m} напряжения U_1 , а также среднее I_0 и эффективное I_{ef} значения тока выпрямителя зависят от параметра $Z=(C_1 R_1 \omega_s)^{-1}$, где R_1 - эквивалентное сопротивление нагрузки выпрямителя, подключенное параллельно к конденсатору $C1$. В силу определения коэффициента пульсаций $k_r = U_{1m} / U_0$, величины U_0 , U_1 , I_{ef} , I_0 , Z представляются как функции от k_r .

Напряжение на конденсаторе $C1$ с учетом только первой гармоники пульсаций имеет вид

$$U_1(t) = U_0(k_r)(1 + k_r \sin \Omega t), \quad (6)$$

где $\Omega=2\omega_s$, ω_s - частота питающей сети.

Отношение d в (4) при фиксированном значении k_r определяется в виде

$$d = U_{1max} / U_{1min} = U_{smax} (1 + k_r) / U_{smin} (1 - k_r), \quad (7)$$

где U_{smin} , U_{smax} - минимальное и максимальное значения напряжения сети.

Исходя из заданного рабочего частотного диапазона (ω_1, ω_2) , определяется относительный диапазон $\delta=(\omega_2-\omega_1)/\omega_1=(x_2-x_1)/x_1$ и $x_2=(1+\delta)x_1$. Подставляя значение x_2 в (4), в силу соотношений (3), из (4) и (5) определяем Q и x_1 . Далее определяем $\omega_0=\omega_1/x_1$ и максимальные энергии конденсатора и дросселя резонансного контура

$$E_{Ct} = PQ / \omega_0, \quad E_{Lt} = PQ(x_2^2 + Q^{-2}) / \omega_0, \quad (8)$$

где $P=U_2^2/R$ - выходная мощность инвертора.

Выражения (8), в силу вычисленных значений Q , x_1 , x_2 , дают функциональные зависимости E_{Ct} и E_{Lt} от k_r . Ток в диагонали инвертора имеет синусоидальную форму, а амплитуда модулирована пульсациями частоты Ω :

$$i_Q(t) = I_{Qm}(\Omega t) \sin(\omega t + \varphi). \quad (9)$$

С учетом того, что потери в инверторе намного меньше мощности, передаваемой в нагрузку, средняя мощность, передаваемая в нагрузку, за период частоты ω составляет

$$P(t) = 0,5U_{Q1m}(\Omega t)I_{Qm}(\Omega t)\cos\varphi. \quad (10)$$

Так как обратная связь поддерживает напряжение и мощность нагрузки постоянными, из (2), (6), (9) и (10) определяем

$$I_{Qm}(\Omega t) = \pi P / 2U_0(1 + k_r \sin \Omega t)\cos\varphi. \quad (11)$$

Потери мощности в одном ключе инвертора составляют $P_{1sw}(\Omega t) = P_{1c}(\Omega t) + P_{1s}(\Omega t)$, где P_{1c} , P_{1s} - потери на коммутацию и в области насыщения ключа. Усредняя эти потери вначале за период частоты ω , а затем за период частоты Ω , получим

$$P_{1sw}(k_r) = \frac{\pi P^2(1 - k_r^2)^{-3/2}}{32U_{0max}^2 \cos^2\varphi_a} \left(\pi R_s + \frac{\omega_a t_f^2 \sin^2\varphi_a(1 - \omega_a t_f \operatorname{ctg}\varphi_a)}{12C_0} \right), \quad (12)$$

где R_s - сопротивление насыщенного ключа; C_0 - суммарная емкость ключа; t_f - время спада тока транзистора.

Эквивалентное сопротивление нагрузки для фильтра $C1$ равно $R_1(k_r) = U_0^2(k_r)/(P + P_{sw}(k_r))$, где $P_{sw}(k_r) = 4P_{1sw}(k_r)$. Соответственно для заданного Z определяются необходимая емкость и энергия

$$C_1(k_r) = Z(k_r)R_1^{-1}(k_r)\omega_s^{-1}, \quad E_{C1}(k_r) = 0.5C_1(k_r)U_{0max}^2(k_r). \quad (13)$$

Потери в однофазном мостовом выпрямителе составляют

$$P_r(k_r) = 2(I_0(k_r)U_d + I_{ef}^2(k_r)R_d), \quad (14)$$

где U_d и R_d - напряжение на открытом диоде и его динамическое сопротивление.

Рассматривается задача минимизации объема. Для этого необходимо объемы конденсаторов и дросселей определить как функции от энергий, а объемы охладителей входного выпрямителя и ключей инвертора - как функции от рассеиваемой мощности. Следует отметить, что речь идет о минимизации объемов только тех компонентов ИВЭП, которые зависят от значения k_r .

Объемы конденсаторов определяются в виде

$$V_{C1}(k_r) = E_{C1}(k_r)/w_1, \quad V_{CT}(k_r) = E_{CT}(k_r)/w_2, \quad \text{см}^3, \quad (15)$$

где w_1 и w_2 - удельные энергии ($\text{Дж}/\text{см}^3$) накопительного и высокочастотного $C1$ конденсаторов.

Для вычисления объема высокочастотного дросселя L_T используем выражение для энергии в сердечнике с зазором [1]:

$$E_{LT} = B^2V_c / 2\mu_c + B^2V_g / 2\mu_0, \quad (16)$$

где μ_c и μ_0 - относительные магнитные проницаемости ($\mu_0=1$); B - индукция насыщения сердечника, Тл ; V_c и V_g - объемы тела сердечника и зазора, см^3 .

С учетом того, что $g/L_{cp} = V_g/V_c$, из (16) получим

$$V_c = \frac{2E_{LT}}{B^2} \frac{\mu_c}{1 + \mu_c g/l} = \frac{2E_{LT}}{B^2} \mu_{ef}, \quad (17)$$

где l – средняя длина магнитной линии; g – ширина зазора; μ_{ef} – эффективная проницаемость.

Объем дросселя V_{LT} определяется по значениям V_c и коэффициента формы $k_f = V_c / V_{LT}$:

$$V_{LT}(k_f) = \frac{V_c}{k_f} = \frac{2E_{LT}(k_f)\mu_{ef}}{B^2 k_f}, \text{ см}^3. \quad (18)$$

Объем окна дросселя равен $V_{ок} = V_{LT} - V_c$. Объемы охладителей силовых ключей инвертора и диодов выпрямителя рассчитываются по значениям рассеиваемых мощностей $P_{sw}(k_f)$ и $P_t(k_f)$. Обычно определяется необходимая поверхность, далее, исходя из формы охладителя, вычисляется объем.

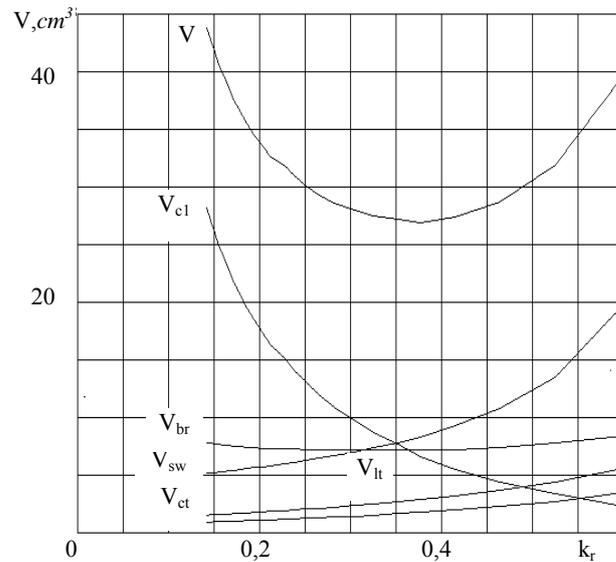


Рис. 2. Зависимости объемов от коэффициента пульсаций

Рассмотрим пример минимизации объема для ИВЭП с параметрами: $P=100 \text{ Вт}$, $U_{smin}=185 \text{ В}$, $U_{smax}=240 \text{ В}$, $f_s=50 \text{ Гц}$, $f_1=50 \text{ кГц}$, $\delta=0,2$, $U_d=0,9 \text{ В}$, $R_d=0,16 \text{ Ом}$, $t_r=0,3 \text{ мкс}$, $t_c=1 \text{ мкс}$, $R_s=0,12 \text{ Ом}$, $C_0=300 \text{ пФ}$. Накопительный конденсатор C_1 типа К50-27 с $w_1=0,25 \text{ Дж/см}^3$, высокочастотный конденсатор C_t типа К71-4 с $w_2=0,001 \text{ Дж/см}^3$; сердечник дросселя L_t типа броневой чашки Б6 ... Б48 из марганец-никелевого феррита НМ2000 с коэффициентом формы $k_f=0,6$, $B=0,3 \text{ Тл}$, $\mu_{ef}=70$; охладители транзисторных ключей и диодов выпрямителя плоские, из алюминиевого листа толщиной $0,3 \text{ см}$. На рис. 2 представлены графические зависимости объемов $V_{c1}(k_f)$, $V_{ct}(k_f)$, $V_{LT}(k_f)$, $V_{sw}(k_f)$, $V_t(k_f)$ и их суммарная величина V . Как видно, суммарный объем рассмотренных компонент имеет минимальное значение $V=27 \text{ см}^3$ при $k_f=0,375$.

Аналогично можно минимизировать массу ИВЭП или потери мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Kassakian J.G., Schlecht M.F., Verghese G.C.** Principles of power electronics // Addison-Wesley Publishing.- 1992.- P.738.

ГИУА. Материал поступил в редакцию 02.03.1999.

Վ. Մ. ՄՈՎՍԵՍՅԱՆ

ԲԱՐԵԼԱՎՎԱԾ ԶԱՆԳՎԱԾԱԶԱՓԱՅԻՆ ՑՈՒՑԱՆԻՇՆԵՐՈՎ ԵԷՍԱ-Ի ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ

Առաջարկվում է ցածր հաճախականային բաբախումների հարթեցման ֆունկցիան բաժանել գոխի և կառավարվող ինվերտորի միջև զանգվածի չափերի կամ կորուստների նվազարկման պայմանից: Ռեզոնանսային ինվերտորով ԵԷՍԱ-ի համար բերված է ծավալի նվազարկման եղանակ:

W.M. MOVSESSYAN

DESIGN OF POWER SUPPLIES WITH IMPROVED SIZE-WEIGHT CHARACTERISTICS

A low-frequency ripple smoothing function between the low-pass filter and the controllable inverter to get minimum volume, weight and losses is proposed. A method of volume minimization for resonant inverter based on power supplies is represented.