

В.М. МОВСЕСЯН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РЕЗОНАНСНОГО ТИПА

Ներկայացվում է ռեզոնանսային տիպի երկրորդային էլեկտրասնման աղբյուրի (ԷԷՍԱ) էլեկտրոնային կայունացման համակարգի անընդհատ մոդելը: Կայունացման կառավարչի համար առաջարկված են նախադժուրն այնպիսի չափանիշներ և եղանակ, որոնք ապահովում են պահանջվող դինամիկական բնութագրերը և ժանգի ուղղված լարման բարձրացումնրի հնարավոր:

Представлена непрерывная модель системы стабилизации выходного напряжения ИВЭП резонансного типа. Предложены критерии и метод проектирования системы стабилизации, обеспечивающие заданные динамические характеристики и подавление пульсаций сетевого выпрямленного напряжения.

Ил. 2. Библиогр. 3 назв.

A continuous model of resonant inverter-based power supply output voltage stabilization system is presented. Criteria and the method for the stabilization system design providing requested dynamic features and suppression of network voltage ripples are proposed.

Ил. 2. Ref. 3.

В числе основных показателей источников вторичного электропитания (ИВЭП) важное место занимают массогабаритные параметры. Как известно, основным путем уменьшения размеров ИВЭП является использование промежуточного высокочастотного преобразователя. При этом верхний предел частоты ограничивается динамическими потерями в силовых полупроводниковых приборах. С этой точки зрения наилучшими показателями обладают ИВЭП, в которых в качестве промежуточного преобразователя используется резонансный инвертор [1,2]. Функциональная схема ИВЭП (рис.1а) включает следующие узлы: В1, В2 - выпрямители, СФ1, СФ2 - сглаживающие фильтры, РИ - резонансный инвертор, УОС и ПНЧ - усилитель обратной связи и преобразователь напряжение-частота, Тр - трансформатор.

Сделаны обозначения: U_C - напряжение питающей сети, U_{CC} - выпрямленное напряжение сети, U_H - напряжение на выходе РИ, R_H - сопротивление нагрузки, U, I - напряжение и ток нагрузки, U_0 - требуемое значение напряжения нагрузки, f_c - частота коммутации силовых ключей РИ. Размеры и масса ИВЭП определяются параметрами входного/выходного сглаживающих фильтров (СФ1, СФ2) и охладителей силовых полупроводниковых приборов. Размеры фильтров определяются уровнем сглаживания низкочастотных пульсаций выпрямленного напряжения сети.

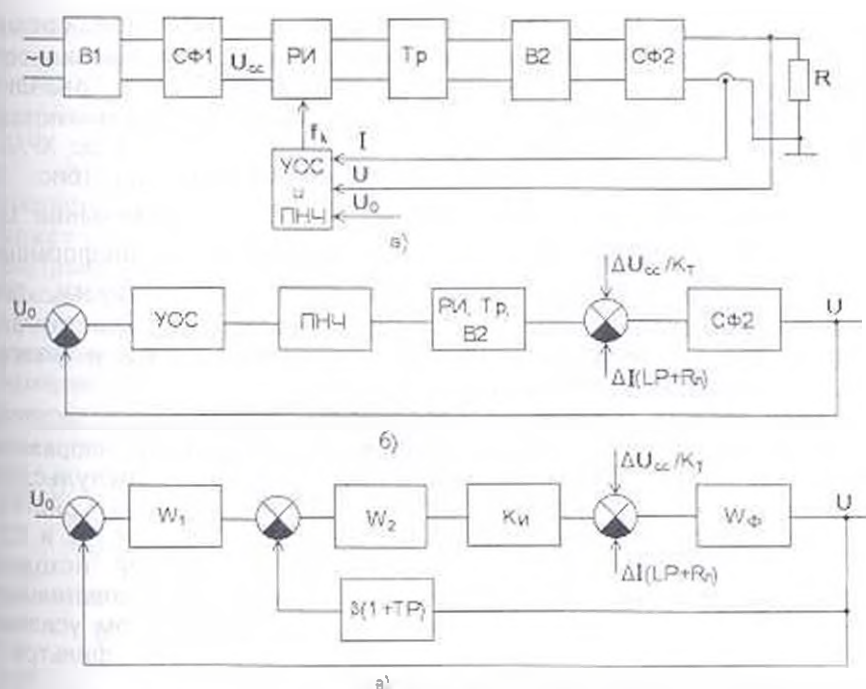


Рис. 1.а - функциональная схема ИВЭП, б - функциональная схема системы стабилизации, в - структурная схема системы стабилизации

Целью настоящей работы является уменьшение размеров сглаживающих фильтров путем частичного переключивания на управляемый РИ функции сглаживания низкочастотных пульсаций. Входной фильтр СФ1 должен сглаживать выпрямленное напряжение сети только до уровня, необходимого для нормальной работы РИ, а дальнейшее сглаживание до допустимого уровня обеспечивается системой стабилизации выходного напряжения ИВЭП. Таким образом, на управляемый РИ возлагаются функции преобразования постоянного напряжения в высокочастотное переменное, стабилизации выходного напряжения и сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения сети.

Критериями проектирования системы стабилизации служат статическая точность, допустимые изменения выходного напряжения при скачкообразном изменении нагрузки и допустимый уровень пульсаций выходного напряжения.

СФ1 и РИ, управляемый частотой, рассчитываются таким образом, чтобы заданный диапазон изменения рабочей частоты РИ был достаточным для стабилизации выходного напряжения с учетом всех возмущений: изменения нагрузки и напряжения питающей сети, пульсации сетевого выпрямленного напряжения [2]. Пределы регулирования выходного напряжения РИ должны удовлетворять условию

$$\frac{U_H(f_{k \max})}{U_H(f_{k \min})} \geq \left(\frac{U_{c \max} - U_{\min}}{U_{f \max} - U_{\min}} \right) \times \left(\frac{R_{\max}(R_{\max} + R_p)}{R_{\min}(R_{\max} + R_n)} \right), \quad (1)$$

где $U_{сmax}$, $U_{сmin}$, U_{1m} - максимальное и минимальное средние значения и амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения сети; R_{max} , R_{min} , R_n - максимальное и минимальное значения сопротивления нагрузки и значение сопротивления потерь, приведенные к выходу инвертора.

В функциональной схеме системы стабилизации (рис. 1б) использованы следующие обозначения: $K_T^{-1} \Delta U_{cc}$ - изменение U_{cc} , приведенное ко входу СФ2; K_T - коэффициент трансформации трансформатора Тр; $\Delta I(LP + R_n)$ - изменение тока нагрузки, приведенное ко входу СФ2; L - индуктивность Г-образного LC-фильтра; R_n - сопротивление потерь в выпрямителе В2 и фильтре СФ2; P - оператор преобразования Лапласа.

Если частота среза ω_{cp} логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) системы стабилизации выходного напряжения ИВЭП намного меньше рабочей частоты импульсного высокочастотного преобразователя, то замкнутая система рассматривается как непрерывная [1], а звенья ПНЧ, РИ, Тр и В2 - безынерционными. В силу сделанных предположений исходную разомкнутую систему можно представить в виде последовательного соединения безынерционного усилителя с коэффициентом усиления $K_u = K_{уис} K_{пнч} K_{ри} K_{тр} K_{в2}$ и сглаживающего Г-образного фильтра с передаточной функцией

$$W_\phi(P) = (\tau_\phi^2 P^2 + T_\phi P + 1)^{-1}, \quad (2)$$

где $\tau_\phi = LC$, $T_\phi = L/R$, L , C - индуктивность дросселя и емкость конденсатора фильтра; R - сопротивление нагрузки.

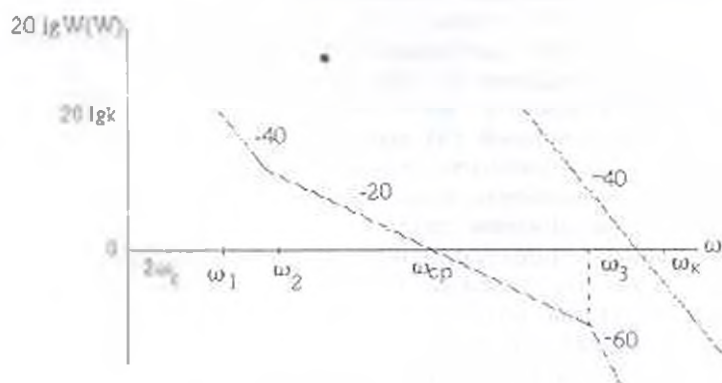


Рис. 2. ЛАЧХ системы стабилизации

Желасмая ЛАЧХ (рис. 2) должна удовлетворять следующим требованиям: 1. $\omega_1 > 2\omega_1$, где $2\omega_1$ - основная частота пульсаций на выходе СФ1, что соответствует условию подавления пульсаций выпрямленного напряжения сети. 2. $\omega_{cp} \gg \omega_k$, что соответствует условию допустимости рассмотрения системы как непрерывной. 3. Абсолютные значения ЛАЧХ на частотах ω_1 и ω_3 должны быть

выбраны из условия требуемого демпфирования процессов в динамических режимах (пуск, сброс и напрое нагрузки). Например чтобы в динамических режимах максимальное отклонение выходного напряжения от заданного значения не превышало 15%, эти значения ЛАЧХ должны быть больше 25 дБ.

Структурная схема системы стабилизации (рис 1в) при соответствующем выборе параметров регулятора ($W_1(P)$ и $W_2(P)$) может гарантировать выполнение вышеприведенных условий. Внутренний контур соответствует обратной связи по току дросселя выходного фильтра СФ2. Обычно ток измеряется либо с помощью шунта, либо трансформатора тока, включенного в первичную или вторичную цепь выходного трансформатора РИ. В обоих случаях измеряется напряжение U_i пропорциональное току. Напряжение U_i зависит от выходного напряжения:

$$U_i = \beta(TP + 1), \quad (3)$$

где β - коэффициент передачи измерителя тока, $T=RC$.

Желаемую ЛАЧХ можно получить выбором

$$W_1(P) = K_1(T_1P + 1)/(T_1P + 1), \quad W_2(P) = K_2/(T_2P + 1), \quad (4)$$

Передаточная функция разомкнутой системы имеет вид

$$W(P) = K(T_1P + 1)/((T_1P + 1)(a_1P^2 + a_2P + 1)), \quad (5)$$

где

$$K = K_1K_2K_{11}/(1 + K_2\beta), \quad a_1 = T_1\tau/(1 + K_2\beta), \quad (6)$$

$$a_2 = (T_2T_0 + \tau^2)/(1 + K_2\beta), \quad a_1 = (T_1 + T_2 + \beta K_2T)/(1 + K_2\beta).$$

Чтобы передаточная функция (5) соответствовала желаемой ЛАЧХ, она должна иметь вид

$$W_d(P) = K(T_1P + 1)/((T_1P + 1)(b_1P^2 + b_2P + 1)), \quad (7)$$

что достигается при выполнении следующих условий:

$$a_1 = b_1T_1; \quad a_2 = b_1 + b_2T_2; \quad a_1 = b_1 + T_1; \quad b_1^2 < 4b_2, \quad (8)$$

Значения параметров b_1, T_1, T_2 определяются из желаемой ЛАЧХ:

$$b_1 = 1/\omega_1, \quad T_1 = 1/\omega_2, \quad T_2 = 1/\omega_3, \quad (9)$$

На основании (8) с учетом соотношений (6) определяются параметры $T_1, \beta K_2, b_1$. Значение общего коэффициента усиления K определяется из условия обеспечения требуемой статической точности стабилизации [3].

Регулятор, описываемый передаточными функциями (4), легко реализуется на операционных усилителях.

Рассмотрим пример проектирования системы стабилизации выходного напряжения ИВЭП на основе РИ с параметрами

$U_c=220$ В (-10%, -15%), $I_c=50$ А ($\omega_c=314$ с⁻¹), $U=12$ В, $R=2$ Ом, $L=50$ мГн ($\omega_L=3,14 \cdot 10^5$ с⁻¹). Выходной сглаживающий фильтр имеет следующие параметры: $C=500$ мкФ, $L=100$ мкГн, $\tau_1=5 \cdot 10^{-7}$ с, $T_\Phi=5 \cdot 10^{-6}$ с, $T=10^{-3}$ с. Из желаемой ЛАЧХ определяются: $I_{\phi\omega_1}=3,1$, $I_{\phi\omega_2}=3,4$, $I_{\phi\omega_3}=5,75$, а по соотношениям (6) и (8) - $T_1=3,16 \cdot 10^{-6}$ с, $T_2=1,3 \cdot 10^{-6}$ с, $T_3=7,94 \cdot 10^{-4}$ с, $\beta K_2=2,6$. При этом $I_{\phi\omega_{cr}}=4$.

значение модуля ЛАЧХ на частотах ω_1 и ω_2 равно 26 дБ. Пульсации выпрямленного сетевого напряжения подавляются на выходе ИВЭП более чем в 200 раз. При 50%-ом сбросе и набросе нагрузки происходит изменение выходного напряжения в пределах 10,6...13,4 В.

Следует отметить, что чем выше рабочая частота РИ, тем легче обеспечивается желаемая форма ЛАЧХ системы стабилизации и достигаются высокие динамические показатели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Источники вторичного электропитания / Под ред. Ю.И. Консва.-М. Радио и связь, 1990.-280 с.
2. Барегамян Г.В., Мовсесян В.М., Петросян Н.Н., Саркисян Г.П., Мкртчян Т.Ж. Проектирование ИВЭП на основе резонансного инвертора: Мат. 1-й Всес. конф. "Силовые электронные системы и устройства маломощной преобразовательной техники", - Алма-Ата, 1990.- С. 67-76.
3. Мовсесян В.М., Барегамян Г.В., Мелконян К.М. Анализ устойчивости ИВЭП на основе резонансного инвертора: Мат. сем. "Высокоэффективные источники и системы электропитания РЭА" МДНТП.-М., 1989.- С. 148-151.

ГИУА

16.04.1998

Изв. НАН и ГНУ Армении (сер. ТП), т. 1, № 1, 1999, с. 70-76.

УДК 621.382.026

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Г.Г. КИРАКОСЯН, А.Р. АМБАРЯН, А.Р. АКОПЯН, А.С. ШАБОЯН

ВРЕМЯ РЕКОМБИНАЦИИ НЕОСНОВНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ТОКА В КОЛЛЕКТОРНОЙ ОБЛАСТИ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В работе описан новый экспериментальный метод измерения времени рекомбинации неосновных носителей тока в коллекторной области силовых транзисторов. Метод основан на измерении тока в коллекторной области транзистора при его переключении.

Предлагается новый экспериментальный метод для определения времени рекомбинации, не зависящего от параметров эмиттера.

Ил. 2. Табл. 2. Библиогр. 5 назв.

A new experimental method for determining the recombination time not depending on emitter parameters is proposed.

Ил. 2. Tables 2. Ref. 5.

Как известно при моделировании силовых транзисторов, работающих в режиме квазинасыщения, важную роль играет время рекомбинации носителей тока τ_r в коллекторной области [1].