

УДК 621.316.722

СНИЖЕНИЕ ВЫХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

О.А. Коржавин, доцент ПГУТИ, к.т.н.

А.А. Вороной, аспирант ПГУТИ

Введение. Для повышения устойчивости импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭП), особенно с переменной структурой силовой части, в настоящее время широко используется отрицательная обратная связь (ОС) по току реактора (дросселя) [1, 2, 3], которая одновременно является эффективной защитой ИВЭП от перегрузок по току и коротких замыканий. Одновременно такая дополнительная обратная токовая связь обладает широкой полосой подавления входных низкочастотных пульсаций от первичного источника питания промышленной частоты, что выгодно отличает ее от корректирующих звеньев инерционного типа, не обладающих высоким коэффициентом подавления пульсаций даже при сравнительно невысоких частотах (порядка 100 Гц).

Однако двухконтурные ИВЭП в силу самой природы отрицательной ОС обладают повышенным выходным сопротивлением, что весьма нежелательно, особенно в ИВЭП на большие токи нагрузки и может служить источником дополнительных высокочастотных помех в выходных цепях, или выходных шин вторичного электропитания ИВЭП. Кроме того, повышенное выходное сопротивление приводит к увеличению амплитуды выбросов и провалов в выходном напряжении ИВЭП при переходном процессе в случае резкого изменения сопротивления нагрузки.

Радикальным способом уменьшения выходного сопротивления и улучшения параметров переходного процесса всякого ИВЭП в соответствии с положениями теории инвариантности [4] является применение положительной ОС по возмущающему воздействию, т. е. по току нагрузки. В этом случае система регулирования становится трехконтурной. Описание возможностей применения такой системы для снижения выходного сопротивления ИВЭП приводится в [5, 6].

В данной статье дается более полное и строгое описание некоторых динамических характеристик трехконтурной системы ИВЭП: переходной характеристики вход — выход ИВЭП, т. е. степени ослабления входных низкочастотных пульсаций и выходного сопротивления, основанных на расчете импульсных схем электропитания с помощью метода усреднения переменных состояний [7], применения теории графов к обобщенной схеме замещения такой системы [10] и возможностей ее расчета на ЭВМ с помощью системы MathCAD.

Описание трехконтурной системы стабилизации одноконтурного преобразователя с обратным диодом (ОПНО). Упрощенная структурная схема такой трехконтурной системы на базе ОПНО [3] с положительной ОС по току нагрузки и с использованием резистивного датчика тока $R_{дт}$, а также токового усилителя K_1 приведена на рис. 1.

На рис. 1: α — коэффициент передачи сравнивающего выхода делителя напряжения; $R_{дт}$ — резистивный датчик тока в цепи нагрузки; $F_R = k_1$ — коэффициент усиления в цепи обратной связи по току нагрузки.

На вход R триггера в схеме подается сумма напряжений: пилообразного напряжения синхронизации V_p с цепочками R_1C_1 , выходного напряжения с делителя напряжения с ко-

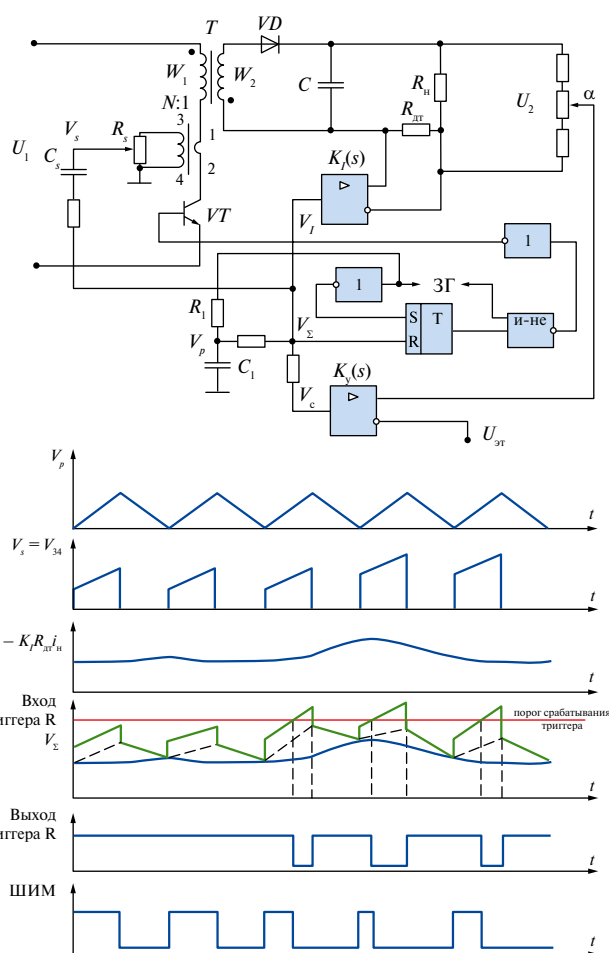


Рис. 1

эффициентом передачи α и от усилителя постоянного тока (УПТ) с коэффициентом усиления K_2 (для рассматриваемого случая $V_c = K_2(\alpha U_2 - U_{ст})$), напряжения с резистивного датчика тока нагрузки $R_{дт}$ и токового усилителя с коэффициентом усиления K_1 (в данном случае $V_i = K_1 R_{дт} i_n$) и сигнала, пропорционального току ключевого транзистора (току дросселя) от трансформатора тока 1—2, 3—4: $V_s = V_{34}$.

Когда суммарный сигнал на входе R триггера V_c превышает порог срабатывания на его выходе, логическая «1» переходит в логический «0», т. е. на выходе триггера происходит «провал», который соответствующим образом изменяет коэффициент заполнения ШИМ.

На временной диаграмме рис. 1 «Вход R триггера» графически показано, что увеличение напряжения V_c (т. е. увеличение U_2) так же, как возрастание тока транзистора VT, т. е.

$$i_{12} = i_L \text{ или } V_s = \frac{i_L}{N} R_s,$$

где N — коэффициент передачи трансформатора тока, одинаково поднимают уровень суммарного входа:

$$V_{\Sigma} = V_e - V_I + V_S + V_p,$$

так как обе эти ОС отрицательны.

Такое изменение времени встречи V_{Σ} с порогом срабатывания триггера уменьшает d — коэффициент заполнения ШИМ, в результате чего выходное напряжение возвращается (понижается) к номинальному значению.

В то же время увеличение тока нагрузки i_n , которое приводит к понижению U_2 при увеличении V_I , понижает уровень суммарного входа V_{Σ} , поскольку ОС по току нагрузки положительна. Поэтому происходит увеличение коэффициента заполнения ШИМ d . В результате выходное напряжение возвращается (повышается) к номинальному значению.

Селектор импульсов, осуществляя операцию И-НЕ, инвертирует суммарный сигнал совпадения на выходе триггера и задающего генератора прямоугольных импульсов (ЗГ), обеспечивая необходимую форму управляющих импульсов ШИМ.

В соответствии с [8, 9] такой схеме ОПНО (рис. 1) соответствует структурная схема динамических звеньев, приведенная на рис. 2.

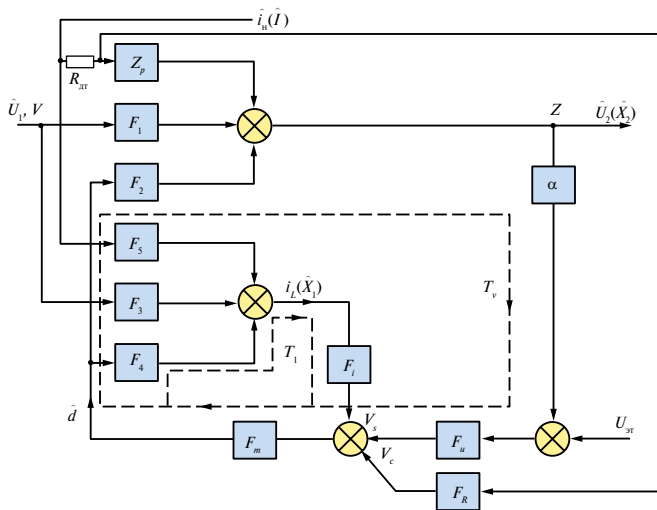


Рис. 2

Математическая модель динамических звеньев структурной схемы ОПНО. Обозначения и выражения динамических звеньев структурной схемы рис. 2, выведенные на основании метода усреднения переменных состояния для ОПНО (рис. 1) в [9], для случая $W_1 = W_2$ имеет вид:

$$F_1 = \frac{\hat{U}_2(s)}{\hat{U}_1(s)} = \frac{D(1-D)}{LC} \cdot \frac{sCR_c + 1}{\Delta},$$

$$F_2 = \frac{\hat{U}_2(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{U_1}{LC} \cdot \frac{[sCR_c + 1] \left[1 - s \frac{DL}{(1-D)^2 R_n} \right]}{\Delta},$$

$$F_3 = \frac{\hat{i}_L(s)}{U_1(s)} = \frac{D}{L} \cdot \frac{s + \frac{1}{CR_n}}{\Delta},$$

$$F_4 = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_1}{(1-D)L} \cdot \frac{s + \frac{(1+D)}{CR_n}}{\Delta};$$

$$F_5 = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_n(s)} = \frac{(1-D)}{L} \cdot \frac{\left[s + \frac{1}{CR_n} \right] \left[R_n + s \frac{L}{(1-D)^2} \right]}{\Delta} \cdot \frac{1}{1-D};$$

$$Z_p = \frac{\hat{U}_2(s)}{\hat{i}_n(s)} = \frac{(1-D)^2}{LC} \cdot \frac{[sCR_c + 1] \left[R_n + s \frac{L}{(1-D)^2} \right]}{\Delta},$$

где F_1 — передаточная функция по возмущающему действию со стороны входного напряжения, т. е. отношения приращения выходного напряжения $\hat{U}_2(\hat{X}_2)$ к изменению входного напряжения \hat{U}_1 ; F_3 — передаточная функция по возмущающему действию также со стороны входного напряжения, т. е. отношения приращения тока реактора (дросселя) $\hat{i}_L(\hat{X}_1)$ к изменению входного напряжения \hat{U}_1 ; F_2, F_4 — передаточные функции по управляющему воздействию, т. е. отношения соответственно приращений выходного напряжения \hat{U}_2 , или тока реактора (дросселя) \hat{i}_L , к изменению коэффициента заполнения ШИМ \hat{d} ; F_5 — степень воздействия, с которой модуляционная составляющая тока нагрузки $\hat{i}_n(\hat{I})$, если она имеется, оказывает влияние на ток реактора (дросселя) $\hat{i}_L(\hat{X}_1)$; Z_p — выходное сопротивление ОПНО, т. е. приращение выходного напряжения к изменению тока нагрузки, при разомкнутой цепи ОС.

В вышеприведенных формулах:

$$\Delta = s^2 + s \cdot \left[\frac{R_3(1-D)}{L} + \frac{1}{CR_n} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC},$$

где R_c — сопротивление диэлектрических потерь электролитического конденсатора ОПНО; R_l — активное сопротивление реактора фильтра;

$$R_3 = DR_{VT} + (1-D)R_{VD} + R_l + R_c$$

— суммарное эквивалентное сопротивление силовой части ОПНО.

Здесь R_{VT} — сопротивление ключевого транзистора в режиме насыщения; R_{VD} — сопротивление обратного диода в прямом направлении.

Остальные динамические звенья на схеме рис. 2:

$F_m = 1/V_p$ — коэффициент передачи ШИМ, где V_p — амплитуда переменной (наклонной) части импульса тока i_L ; $F_u = k_u$ — коэффициент усиления усилителя сигнала ошибки по напряжению УПТ; F_i — коэффициент усиления в цепи отрицательной ОС по току реактора (дросселя). Обычно $F_i = R_s/N$, где N — коэффициент передачи токового трансформатора 1—2, 3—4.

На схеме рис. 2 имеются три контура регулирования: T_u — ОС по напряжению и T_l — ОС по току реактора (дросселя).

Контур ОС по току нагрузки включает резистивный датчик тока $R_{дт}$ и звенья F_R, F_m, F_2 .

Для схемы замещения рис. 2:

1) если входное воздействие \hat{U}_1 , а на выходе \hat{U}_2 , то в схеме будет отсутствовать звено F_5 . В этом случае возможно определение передаточной функции вход — выход, т. е. характеристики степени ослабления входных низкочастотных пульсаций системы стабилизации ОПНО в замкнутом состоянии $\Phi_1(s)$;

2) если входное воздействие $\hat{i}_n(\hat{I})$, а на выходе \hat{U}_2 , то отсутствует звено F_i . В этом случае можно определить выходное сопротивление ОПНО при замкнутой цепи ОС $Z_2(s)$.

Расчет многоконтурной системы стабилизации ОПНО методом теории графов. Для многоконтурных систем стабили-

зации в общем случае выражение для передаточной функции вход—выход, т. е. характеристики степени ослабления входных низкочастотных пульсаций, или величина обратная коэффициенту сглаживания пульсаций q , а также выходное сопротивление определяются передаточными функциями системы стабилизации в замкнутом состоянии. Они могут быть получены по формуле Мезона с помощью метода теории графов [10].

Так передаточная функция вход — выход, ОПНО при замкнутой цепи обратной связи может быть определена из рис. 2 как:

$$\Phi_1(s) = \Phi_{zv}(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{U_z(s)}{U_v(s)} = \frac{\sum_{i=1}^2 H_i L_i}{L}, \quad (1)$$

$$\text{где } L = 1 - \sum_{i=1}^{r_1} H_{1i} + \sum_{i=1}^{r_2} H_{2i};$$

$H_{1i} = H_{1i}(s)$ — передаточная функция разомкнутой цепи i -го замкнутого контура структурной схемы; r_1 — число замкнутых контуров в схеме; $H_{2i} = H_{2i}(s)$ — произведение передаточных функций разомкнутых цепей i -й пары непересекающихся замкнутых контуров; r_2 — число пар непересекающихся контуров; $H_i = H_i(s)$ — передаточная функция i -й прямой цепи от V к Z ; r — число прямых цепей от точки V к точке Z ; L_i — функция L для той части структурной схемы, которая не соприкасается с i -й прямой цепью от V и Z .

Формула Мезона (1) позволяет без преобразования сложной структурной схемы определить любую ее передаточную функцию, т. е. отношение изображения одной из координат к изображению внешнего воздействия или другой координаты.

Используя формулу (1), нужно иметь в виду следующее. Прямые цепи от V к Z могут частично совпадать друг с другом. При определении передаточной функции разомкнутой цепи каждого из контуров нужно учитывать знак ОС, образующий этот контур. Контур не соприкасается один с другим, когда у них нет общей координаты (стрелки), общего звена (прямоугольника). Каждая из функций L_i вычисляется так же, как и функция L , но рассматривается лишь та часть структурной схемы, которая не соприкасается с i -й прямой цепью от V к Z . Если с i -й прямой цепью соприкасаются все замкнутые контуры, то $L_i = 1$.

Так, для схемы рис. 2 число $r_1 = 2$, контур цепи ОС обратной связи по напряжению имеет передаточную функцию или петлевой коэффициент усиления $H_{11}(s) = \alpha F_u F_m F_2$, контур цепи ОС по току реактора (дросселя) имеет соответственно $H_{12}(s) = -F_4 F_i F_m$. Поскольку $r_2 = 0$, то непересекающихся контуров в схеме нет. Таким образом

$$L = 1 - H_{11}(s) - H_{12}(s) = 1 + T_v + T_I.$$

В рассматриваемой схеме рис. 2 при определении $\Phi_1(s) = \Phi_{zv}(s)$ число $r = 2$. Первая прямая цепь от точки V к Z преобразует U_1 в U_2 посредством звена F_1 , другая прямая цепь преобразует U_1 в i_L с помощью звена F_3 , далее i_L преобразуется в V_s посредством звена F_i , а V_s — в коэффициент заполнения d с помощью звена F_m . Первая прямая цепь отражает действие цепи ОС по напряжению, вторая — дополнительной ОС по току реактора, т. е.

$$H_1 = F_1; H_2 = -F_3 F_i F_m F_2; L_1 = 1 - (-F_4 F_i F_m); L_2 = 1.$$

С учетом полученных результатов:

$$\begin{aligned} \Phi_1(s) = \Phi_{zv}(s) &= \frac{\hat{U}_2(s)}{\hat{U}_1(s)} = \frac{F_1(1 + F_4 F_i F_m) - F_3 F_i F_m F_2}{1 + T_v + T_I} = \\ &= \frac{F_1 + F_i F_m (F_1 F_4 - F_2 F_3)}{1 + T_v + T_I} = \frac{F_1 + T_I [F_1 - F_2 F_3 / F_4]}{1 + T_v + T_I}. \end{aligned} \quad (2)$$

Как следует из выражения (2), положительная ОС по току нагрузки не оказывает влияния на величину $\Phi_1(s)$. Расчет зависимости $\Phi_1(s)$ по формуле (2) с помощью программы MathCAD для реальных параметров ОПНО, приведенных ниже, показал, что $|\Phi_1| \ll |F_1|$, а величина $q(s) = \frac{1}{\Phi_1(s)} \approx 100$ в широком диапазоне частот, т. е. весьма значительна. Это — результат положительного влияния ОС по току реактора (дросселя) на сглаживающие свойства ОПНО.

При определении выходного сопротивления для замкнутой системы ОПНО $Z_2(s)$ выражения H_{11} , H_{12} , r_2 , L , T_v , T_I аналогичны вышеприведенному случаю.

Далее для рассматриваемого случая:

$$\begin{aligned} H_1 &= Z_p; H_2 = -F_3 F_i F_m F_2; L_1 = 1 - (-F_4 F_i F_m); \\ L_2 &= 1; H_3 = R_{дт} F_i F_m F_2; L_3 = 1. \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} Z_2(s) &= \frac{\hat{U}_2(s)}{\hat{i}_H(s)} = \frac{Z_p + F_i F_m (Z_p F_4 - F_2 F_3)}{1 + T_v + T_I} - \frac{R_{дт} F_i F_m F_2}{1 + T_v + T_I} = \\ &= \frac{Z_p + T_i \left(Z_p - \frac{F_2 F_3}{F_4} \right) - R_{дт} F_i F_m F_2}{1 + T_v + T_I}. \end{aligned} \quad (3)$$

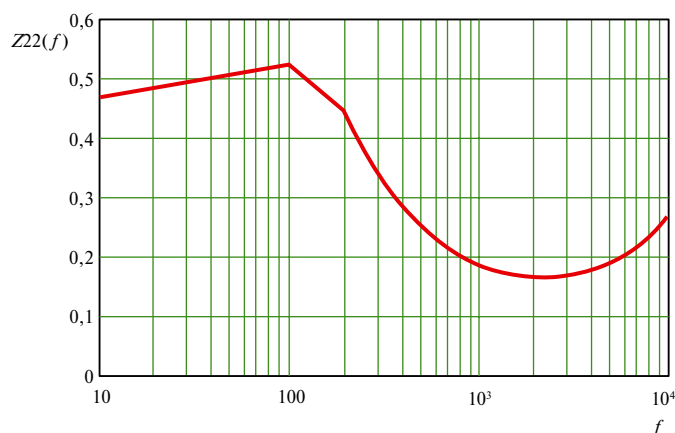


Рис. 3

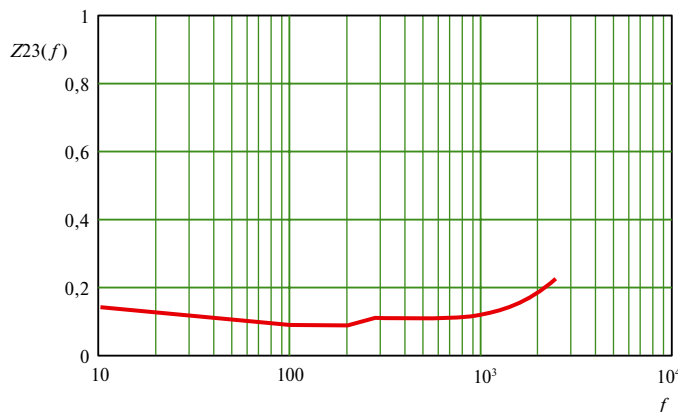


Рис. 4

Результаты расчетов на ЭВМ реального ОПНО. Для параметров ОПНО, приведенного на рис. 1: $U_1 = 27$ В; $R_n = 8$ Ом; $R_3 = 0,5$ Ом; $R_1 = 0,3$ Ом; $R_c = 0,2$ Ом; $D = 0,3$; $L = 600 \cdot 10^{-6}$ Гн; $C = 1000 \cdot 10^{-6}$ Ф; $\alpha = 0,6$; $V_p = 1,65$ В; $k_u = 10$; $R_s = 1000$ Ом; $N = 500$; $R_{дт} = 0,1$ Ом, расчетные зависимости $Z_2(f)$ по формуле (3) с помощью программы MathCAD имеют вид, приведенный на рис. 3. Из рисунка следует, что при отсутствии ОС по току нагрузки в диапазоне $0 \dots 10^4$ Гц — $Z_2(f) \approx 0,5$ Ом, а при наличии такой связи при $R_{дт} = 0,1$ Ом и $F_R = k_f = 30$ (рис. 4) — $Z_2(f) = 0,1$ Ом, т. е. выходное сопротивление ОПНО уменьшается почти в 5 раз.

Выводы. 1. ИВЭП с переменной структурой силовой части для своей устойчивой работы и широкой полосы подавления входных низкочастотных пульсаций должен обязательно иметь дополнительную отрицательную ОС по току дросселя (или по току конденсатора)

2. Дополнительная отрицательная ОС по току дросселя всегда приводит к существенному повышению выходного сопротивления ИВЭП, что часто весьма нежелательно.

3. Радикальным способом уменьшения выходного сопротивления таких ИВЭП является применение положительной ОС по току нагрузки.

4. Расчет предложенной математической модели трехконтурной системы управления ОПНО наиболее удобно проводить методом теории графов с помощью формулы Мезона.

5. Результаты расчетов такой трехконтурной системы для реальных параметров ОПНО на ЭВМ показали возможность уменьшения его выходного сопротивления в 5 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белов Г.А., Кузьмин С.А. Условия устойчивости и коэффициент стабилизации импульсного стабилизатора с обратными связями по току и по напряжению ЭТВА / Под ред. Ю. Конева. — М.: Радио и связь. — 1984. — №5. — С. 48—58.
2. Мелешин В.И. Динамические свойства преобразователей с ШИМ-2 в режиме прерывистого и непрерывистого токов / ЭТВА. — 1986. — Вып. 17. — С. 35—57.
3. Коржавин О.А. Оценка устойчивости однотактного преобразователя напряжения с обратными связями по току и напряжению // Электросвязь. — 1993. — №4. — С. 34—37.
4. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1975. — 767 с.
5. N.O. Sokal and R. Redl Near-optimum dynamic regulation of dc-dc converters using feed-forward of output current and input voltage with current — mode control // IEEE Trans. Power Electron. — July 1986. — Vol. PE1. — P.181—192.
6. G.K. Schoneman and D. M. Mitchell Output impedance consideration for switching regulators with current — injected control // IEEE Trans. Power Electron. — January 1989. — Vol. 4. — N 01. — P. 25—35.
7. Mitchell D. M. An analytical investigation of current — injected control for constant — frequency switching regulator // IEEE Trans. Power Electron. — July 1986. — Vol. PE1. — N 3.
8. R.V. Ridly, V.H. Cho, F.C. Lee Interpretation of loop gains of multiloop — controlled switching regulators // IEEE Trans. Power Electron. — October 1988. — Vol. 3. — N 4.
9. Коржавин О.А. Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. — М.: Радио и связь, 1997. — 300 с.
10. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. — М.: 1977. — С. 108—110.

Получено после доработки 12.11.08

ИНФОРМАЦИЯ

ЮБИЛЕЙНЫЙ ДИПЛОМ

16 марта 2009 г. исполняется 150 лет со дня рождения Александра Степановича Попова — изобретателя радио. В честь этого знаменательного события ФГУП «Главный Радиочастотный Центр» учредил юбилейный диплом — «Александр Степанович Попов — 150 лет».

В настоящее время существует огромное количество дипломов и грамот, посвященных тому или иному историческому событию. На этом фоне отсутствие памятного знака в честь изобретения радио — просто нонсенс. Учреждение юбилейного диплома является значимым событием в контексте мероприятий, направленных на поддержание и мотивацию радиолюбительского движения в России.

Диплом будет выдаваться российским и зарубежным радиолюбителям за радиосвязи, наблюдения, проведенные с любительскими радиостанциями, расположенными в местах, где жил и работал А.С. Попов: Санкт-Петербург, Кронштадт, Пермь, Екатеринбург, Краснотурьинск (Свердловская обл.), Удомля (Тверская обл.), с радиостанциями, использующими специальные позывные сигналы в честь 150-летия А.С.Попова и с любительскими радиостан-



циями Минкомсвязи и Главного радиочастотного центра. В диплом будут засчитываться радиосвязи, проведенные в период с 1 марта 2009 г. по 1 марта 2010 г.

В юбилейный диплом войдут также зачеты по результатам радиосвязи со станцией на острове Гогланд в период работы юби-

лейной научно-практической экспедиции, организованной ФГУП «ГРЧЦ» совместно с Союзом радиолюбителей России, которая пройдет с 14 по 18 марта 2009 г. За проведенные связи радиолюбителям будут отправлены QSL карточки.