

А. Ю. Власов, Д. А. Большаков, Р. В. Авакумов

ИССЛЕДОВАНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ СВЯЗИ ЭКРАНИРУЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ*

Триаксиальным методом исследуется зависимость сопротивления связи экранирующих материалов от частоты сигнала в диапазоне 0,1–100 МГц. Исследования проводятся с использованием триаксиальной измерительной системы, изготовленной в Научно-образовательном центре «Космические системы и технологии» Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева.

Ключевые слова: триаксиальный метод, сопротивление связи.

Основная идея оценки сопротивления связи радиочастотных кабелей триаксиальным методом заключается в создании помехонесущего поля между внешней трубой и оплеткой кабеля, в результате чего на оплетке кабеля появляется помехонесущий ток, который в свою очередь создает наводки на жиле кабеля. Замеряя разность потенциалов между жилой и оплеткой кабеля, а также разность потенциалов между трубой и оплеткой кабеля, затем, беря их отношение, получаем значение для сопротивления связи тестируемого образца кабеля. При этом нужно учитывать дополнительные поправочные коэффициенты, связанные с неоднородностью распределения тока в системе. Сопротивление связи является одним из основных параметров для определения эффективности экранирования [1]. На основе триаксиального метода создаются и эксплуатируются измерительные установки [2].

Теоретические исследования эффективности экранирования радиочастотных кабелей выражаются в формулах, на основе которых возможен расчет экранов различных конструкций. Однако полученные формулы являются приближенными и не могут применяться на практике для оценки помехозащищенности кабеля (кабельных систем). Точный расчет несплошных экранов связан с большими трудностями. При этом особое значение приобретают экспериментальные методы оценки эффективности экранирования.

При построении триаксиальной измерительной системы за основу была взята принципиальная схема (рис. 1), примененная в работе [3].

Распределения токов и напряжений вдоль проводников триаксальной установки описываются с помощью телеграфных уравнений. Измерительную систему можно разбить на две цепи: внешнюю, образованную внутренней поверхностью трубы и внешней поверхностью экрана и внутреннюю, образованную жилой и внутренней поверхностью экрана. При этом в отличие от [3], где система работает в согласованном режиме, в изложенных ниже математических выкладках учитывался случай, когда внешняя и внутренняя цепи не имеют хорошего согласования. Такой случай имеет практическую значимость при исследовании различных кабельных оплеток, не входящих в состав готового кабеля со стандартным волновым сопротивлением.

В установившемся режиме телеграфные уравнения для внешней цепи записываются следующим образом [4]:

$$\begin{cases} \frac{dV_T}{dx} = -Z_T I_T; \\ \frac{dI_T}{dx} = -Y_T V_T, \end{cases} \quad (1)$$

где V_T и I_T – соответственно напряжение и ток во внешней цепи; $Z_T = R_T + j\omega L_T$, где R_T , G_T – соответственно погонные сопротивление и индуктивность внешней цепи;

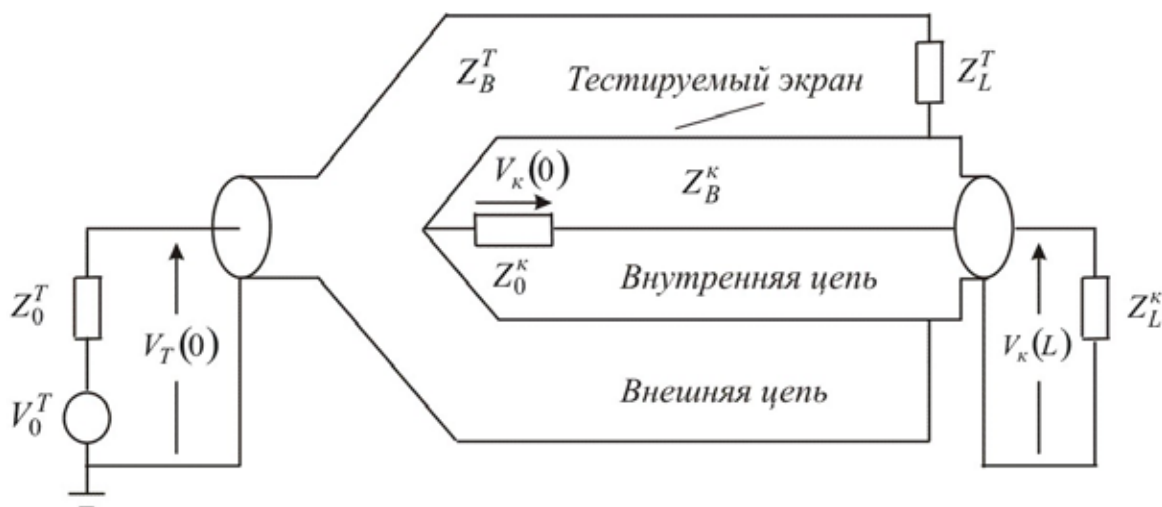


Рис. 1. Схема триаксальной линии

*Работа выполнена при финансовой поддержке КГАУ «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности».

$Y_T = G_T + j\omega C_T$, где G_T, C_T – соответственно погонные проводимость изоляции и емкость; ω – циклическая частота тока; j – мнимая единица. Решение уравнений (1) можно представить в виде суперпозиций гиперболических функций:

$$\begin{cases} V_T = V_T(0) \operatorname{ch} \gamma_T x - Z_B^T I_T(0) \operatorname{sh} \gamma_T x; \\ I_T = I_T(0) \operatorname{ch} \gamma_T x - \frac{1}{Z_B^T} V_T(0) \operatorname{sh} \gamma_T x. \end{cases} \quad (2)$$

Здесь $\gamma_T = \sqrt{Z_T Y_T}$, $Z_B^T = \sqrt{\frac{Z_T}{Y_T}}$. Граничные условия

для внешней цепи рассматриваемой установки имеют вид

$$\begin{cases} V_T(0) = V_0^T - Z_0^T I_T(0); \\ V_T(L) = Z_L^T I_T(L), \end{cases} \quad (3)$$

где V_0^T – выходное напряжение генератора, прикладываемое к внешней поверхности оплетки и внутренней поверхности трубы; L – длина кабеля. Применяя условия (3) к решениям (2), получаем следующие выражения для констант интегрирования:

$$I_T(0) = \frac{V_0^T \operatorname{ch} \gamma_T L + \frac{Z_L^T}{Z_B^T} V_0^T \operatorname{sh} \gamma_T L}{Z_B^T \operatorname{ch} \gamma_T L + \frac{Z_L^T Z_0^T}{Z_B^T} \operatorname{sh} \gamma_T L + Z_0^T \operatorname{ch} \gamma_T L + Z_B^T \operatorname{sh} \gamma_T L}; \quad (4)$$

$$V_s(0) = \frac{V_0^T Z_L^T \operatorname{ch} \gamma_T L + Z_B^T V_0^T \operatorname{sh} \gamma_T L}{Z_L^T \operatorname{ch} \gamma_T L + \frac{Z_L^T Z_0^T}{Z_B^T} \operatorname{sh} \gamma_T L + Z_0^T \operatorname{ch} \gamma_T L + Z_B^T \operatorname{sh} \gamma_T L}, \quad (5)$$

которые для согласованной линии преобразуются к виду

$$I_T(0) = \frac{V_0^T}{2Z_B^T}; \quad (6)$$

$$V_s(0) = \frac{V_0^T}{2}. \quad (7)$$

Напряжение и ток на дальнем конце внешней цепи определяются аналогичными выражениями:

$$V_T(L) = \frac{V_0^T}{2}; \quad I_T(L) = \frac{V_0^T}{2Z_B^T}.$$

Таким образом, решение телеграфных уравнений, удовлетворяющее граничным условиям (3) для согласованной внешней цепи записывается следующим образом:

$$\begin{cases} V_T(x) = \frac{V_0^T}{2} (\operatorname{ch} \gamma_T x - \operatorname{sh} \gamma_T x); \\ I_T(x) = \frac{V_0^T}{2Z_B^T} (\operatorname{ch} \gamma_T x - \operatorname{sh} \gamma_T x). \end{cases} \quad (8)$$

Телеграфные уравнения, связывающие ток I_T и напряжение V_T внутренней цепи с учетом проникновения электрического поля внешней цепи, а также с учетом наведенных магнитным полем внешней цепи токов, можно представить в виде

$$\begin{cases} \frac{dV_\kappa}{dx} = -Z_\kappa I_\kappa + Z_{\text{св}} I_T; \\ \frac{dI_\kappa}{dx} = -Y_\kappa V_\kappa + Y_{\text{св}} V_T, \end{cases} \quad (9)$$

где $Z_\kappa = R_\kappa + j\omega L_\kappa$, где R_κ, G_κ – соответственно погонные сопротивление и индуктивность внутренней цепи; $Y_\kappa = G_\kappa + j\omega C_\kappa$, где G_κ, C_κ – соответственно погонные проводимость изоляции и емкость; $Z_{\text{св}}$ – сопротивление свя-

зи; $Y_{\text{св}}$ – проводимость связи. Решение уравнений (9) выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} V_\kappa(x) = V_\kappa(0) \operatorname{ch} \gamma_\kappa x - Z_B^\kappa I_\kappa(0) \operatorname{sh} \gamma_\kappa x + \hat{V}_B^\kappa(x) + \hat{I}_T^\kappa(x); \\ I_\kappa(x) = I_\kappa(0) \operatorname{ch} \gamma_\kappa x - \frac{1}{Z_B^\kappa} V_\kappa(0) \operatorname{sh} \gamma_\kappa x + \hat{V}_T^\kappa(x) + \hat{I}_B^\kappa(x). \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{Здесь } \gamma_\kappa = \sqrt{Z_\kappa Y_\kappa}; \quad Z_B^\kappa = \sqrt{\frac{Z_\kappa}{Y_\kappa}};$$

$$\hat{V}_B^\kappa(x) = Z_{\text{св}} \int_0^x I_T(\xi) \operatorname{ch} \gamma_\kappa(x - \xi) d\xi; \quad (11)$$

$$\hat{I}_T^\kappa(x) = -Y_{\text{св}} Z_B^\kappa \int_0^x V_T(\xi) \operatorname{sh} \gamma_\kappa(x - \xi) d\xi; \quad (12)$$

$$\hat{V}_T^\kappa(x) = -\frac{Z_T}{Z_B^\kappa} \int_0^x I_T(\xi) \operatorname{sh} \gamma_\kappa(x - \xi) d\xi; \quad (13)$$

$$\hat{I}_B^\kappa(x) = Z_B^\kappa Y_{\text{св}} \int_0^x V_T(\xi) \operatorname{ch} \gamma_\kappa(x - \xi) d\xi. \quad (14)$$

Граничные условия для внутренней цепи формулируются следующим образом:

$$\begin{cases} V_\kappa(0) = -Z_0^\kappa I_\kappa(0); \\ V_\kappa(L) = Z_L^\kappa I_\kappa(L). \end{cases} \quad (15)$$

Подстановка решений (10) в (15) дает выражения

$$I_\kappa(0) = \frac{\hat{V}_B^\kappa(L) + \hat{I}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{V}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{I}_B^\kappa(L)}{Z_0^\kappa \operatorname{ch} \gamma_\kappa L + Z_B^\kappa \operatorname{sh} \gamma_\kappa L + Z_L^\kappa \operatorname{ch} \gamma_\kappa L + \frac{Z_L^\kappa Z_0^\kappa}{Z_B^\kappa} \operatorname{sh} \gamma_\kappa L}; \quad (16)$$

$$V_\kappa(0) = -Z_0^\kappa \times \frac{\hat{V}_B^\kappa(L) + \hat{I}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{V}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{I}_B^\kappa(L)}{Z_0^\kappa \operatorname{ch} \gamma_\kappa L + Z_B^\kappa \operatorname{sh} \gamma_\kappa L + Z_L^\kappa \operatorname{ch} \gamma_\kappa L + \frac{Z_L^\kappa Z_0^\kappa}{Z_B^\kappa} \operatorname{sh} \gamma_\kappa L}. \quad (17)$$

Для согласованной внутренней цепи (16) и (17) преобразуются к более простому виду

$$I_\kappa(0) = \frac{\hat{V}_B^\kappa(L) + \hat{I}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{V}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{I}_B^\kappa(L)}{2Z_B^\kappa (\operatorname{ch} \gamma_\kappa L + \operatorname{sh} \gamma_\kappa L)}; \quad (18)$$

$$V_\kappa(0) = -\frac{\hat{V}_B^\kappa(L) + \hat{I}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{V}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{I}_B^\kappa(L)}{2(\operatorname{ch} \gamma_\kappa L + \operatorname{sh} \gamma_\kappa L)}. \quad (19)$$

Подставляя (18) и (19) в (10), получаем

$$\begin{cases} V_\kappa(x) = -\frac{\hat{V}_B^\kappa(L) + \hat{I}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{V}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{I}_B^\kappa(L)}{2(\operatorname{ch} \gamma_\kappa L + \operatorname{sh} \gamma_\kappa L)} \times \\ \times (\operatorname{ch} \gamma_\kappa x + \operatorname{sh} \gamma_\kappa x) + \hat{V}_B^\kappa(x) + \hat{I}_T^\kappa(x); \\ I_\kappa(x) = \frac{\hat{V}_B^\kappa(L) + \hat{I}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{V}_T^\kappa(L) - Z_L^\kappa \hat{I}_B^\kappa(L)}{2(\operatorname{ch} \gamma_\kappa L + \operatorname{sh} \gamma_\kappa L)} \times \\ \times (\operatorname{ch} \gamma_\kappa x + \operatorname{sh} \gamma_\kappa x) + \hat{V}_T^\kappa(x) + \hat{I}_B^\kappa(x). \end{cases} \quad (20)$$

Из уравнений (20) можно получить выражение для определяемой на опыте разности потенциалов между жилой и экраном на конце кабеля:

$$V_\kappa(L) = \frac{1}{2} (\hat{V}_B^\kappa(L) + \hat{I}_T^\kappa(L) + Z_L^\kappa \hat{V}_T^\kappa(L) + Z_L^\kappa \hat{I}_B^\kappa(L)). \quad (21)$$

Производя интегрирование в (11)–(14), получаем

$$\hat{V}_B^\kappa(L) = \frac{Z_{\text{св}}}{2Z_B^\kappa} V_0^T \times \frac{(\gamma_T \operatorname{sh} \gamma_T L - \gamma_\kappa \operatorname{sh} \gamma_\kappa L) + \gamma_T (\operatorname{ch} \gamma_\kappa L - \operatorname{ch} \gamma_T L)}{\gamma_T^2 - \gamma_\kappa^2}; \quad (22)$$

$$\hat{I}_T^k(L) = Z_B^k Y_{cb} \times \frac{V_0^T \gamma_k (\text{ch } \gamma_k L - \text{ch } \gamma_T L) - \gamma_T \text{sh } \gamma_k L + \gamma_k \text{sh } \gamma_T L}{\gamma_T^2 - \gamma_k^2}; \quad (23)$$

$$\hat{V}_T^k(L) = \frac{Z_{cb}}{2(Z_B^T)^2} V_0^T \times \frac{\gamma_k \text{sh } \gamma_T L - \gamma_T \text{sh } \gamma_k L + \gamma_k (\text{ch } \gamma_k L - \text{ch } \gamma_T L)}{\gamma_T^2 - \gamma_k^2}. \quad (24)$$

$$\hat{I}_B^k(L) = Y_{cb} \frac{V_0^T}{2} \times \frac{\gamma_T \text{sh } \gamma_T L - \gamma_k \text{sh } \gamma_k L + \gamma_T (\text{ch } \gamma_k L - \text{ch } \gamma_T L)}{\gamma_T^2 - \gamma_k^2}. \quad (25)$$

Подставляя теперь (22)–(25) в (21), имеем при условии согласования волновых сопротивлений внешней и внутренней цепей выражение

$$V_k(L) = \frac{1}{4} V_0^T \frac{1}{\gamma_T - \gamma_k} \left(\frac{Z_{cb}}{Z_B^T} + Z_B^T Y_{cb} \right) \times (\text{ch } \gamma_k L - \text{ch } \gamma_T L + \text{sh } \gamma_T L - \text{sh } \gamma_k L). \quad (26)$$

В рассматриваемом случае коэффициентами затухания α_k, α_T можно пренебречь по сравнению с коэффициентами фаз β_k, β_T ($\gamma_k = \alpha_k + j\beta_k, \gamma_T = \alpha_T + j\beta_T$). В связи с этим выражение (26) переписывается следующим образом:

$$V_k(L) = \frac{1}{4} V_0^T \frac{1}{j\beta_T - j\beta_k} \left(\frac{Z_{cb}}{Z_B^T} + Z_B^T Y_{cb} \right) \times (\text{ch } j\beta_k L - \text{ch } j\beta_T L + \text{sh } j\beta_T L - \text{sh } j\beta_k L). \quad (27)$$

Отделяя в (26) вещественную часть от мнимой, получаем

$$V_k(L) = \frac{1}{4} V_0^T \frac{1}{\beta_T - \beta_k} \left(\frac{Z_{cb}}{Z_B^T} + Z_B^T Y_{cb} \right) \times (\sin \beta_T L - \sin \beta_k L + j(\cos \beta_T L - \cos \beta_k L)). \quad (28)$$

На опыте измеряется абсолютная величина выражения разности потенциалов. Поэтому необходимо вычислить модуль выражения (28).

$$\left| \frac{V_k(L)}{V_0^T} \right| = \frac{1}{4(\beta_T - \beta_k)} \left(\frac{Z_{cb}}{Z_B^T} + Z_B^T Y_{cb} \right) \times \sqrt{(\sin \beta_k L - \sin \beta_T L)^2 + (\cos \beta_T L - \cos \beta_k L)^2}. \quad (29)$$

После простых преобразований получаем

$$\left| \frac{V_k(L)}{V_0^T} \right| = \frac{1}{2} \left(\frac{Z_{cb}}{Z_B^T} + Z_B^T Y_{cb} \right) \frac{\sin(\beta_k - \beta_T)L}{(\beta_k - \beta_T)}. \quad (30)$$

Аналогично для напряжения на ближнем конце кабеля имеем формулу

$$\frac{V_k(0)}{V_0^T} = \frac{1}{2} \left(\frac{Z_{cb}}{Z_B^T} - Z_B^T Y_{cb} \right) \frac{\sin(\beta_T + \beta_k)L}{(\beta_T + \beta_k)}.$$

Фазовые постоянные выглядят следующим образом:

$$\beta_T = \omega \sqrt{L_T C_T}, \quad \beta_k = \omega \sqrt{L_k C_k}, \quad (31)$$

где $\omega = 2\pi f$, f – частота сигнала. Ниже записаны выражения для емкостей и индуктивностей:

$$L_T = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r_T}{r_o}; \quad L_k = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r_o}{r_j}; \quad (32)$$

$$C_T = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_{из}^T}{\ln \frac{r_T}{r_o}}; \quad C_k = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_{из}^k}{\ln \frac{r_o}{r_j}},$$

где r_T – радиус трубы, r_o – радиус экрана, r_j – радиус жилы, $\epsilon_{из}^T$ – диэлектрическая проницаемость изолятора, заполняющего пространство между трубой и экраном, $\epsilon_{из}^k$ – диэлектрическая проницаемость изолятора кабеля, $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{М} \cdot \text{КГ}}{\text{с}^2 \text{А}^2}$, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{с}^4 \text{А}^2}{\text{М}^3 \cdot \text{КГ}}$.

С помощью этих выражений для фазовых постоянных окончательно имеем

$$\beta_T = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{из}^T}, \quad \beta_k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{из}^k}. \quad (33)$$

Тогда сопротивление связи определится следующим образом:

$$Z_{cb} = 2Z_B^T \left| \frac{V_k(L)}{V_0^T} \right| \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} (\sqrt{\epsilon_{из}^k} - \sqrt{\epsilon_{из}^T})}{\sin \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} (\sqrt{\epsilon_{из}^k} - \sqrt{\epsilon_{из}^T}) L}{2}} - (Z_B^T)^2 Y_{cb}. \quad (34)$$

Поскольку измерения проводятся для сравнительно низкого диапазона частот (до 100 МГц), второе слагаемое в (34) можно отбросить. Как пример, рассмотрим случай, когда пространство между кабелем и трубой заполнено воздухом, тогда из (34) следует формула

$$Z_{cb} = 2Z_B^T \left| \frac{V_k(L)}{V_0^T} \right| \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} (\sqrt{\epsilon_{из}^k} - 1)}{\sin \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} (\sqrt{\epsilon_{из}^k} - 1) L}{2}}. \quad (35)$$

При отсутствии хорошего согласования волновых сопротивлений внутренней и внешней цепей, что является более частым случаем при испытании оплеток, не входящих в состав кабеля со стандартным волновым сопротивлением, проделывая указанные выше аналогичные преобразования, получаем следующее выражение для сопротивления связи:

$$Z_{cb} = 4Z_B^T \frac{V_k(L)}{V_0^T} \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} (\epsilon_{из}^k - 1)}{\eta(\omega)}, \quad (36)$$

где

$$\eta(\omega) = \left\{ \begin{aligned} & \left(\frac{Z_B^k}{Z_B^T} + \sqrt{\epsilon_{из}^k} \right)^2 \sin^2 \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{из}^k} L - \\ & - 2 \left(\sqrt{\epsilon_{из}^k} \frac{Z_B^k}{Z_B^T} + 1 \right) \left(\frac{Z_B^k}{Z_B^T} + \sqrt{\epsilon_{из}^k} \right) \times \\ & \times \sin \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} L \sin \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{из}^k} L + \\ & + \left(\frac{Z_B^k}{Z_B^T} + \sqrt{\epsilon_{из}^k} \right)^2 \times \\ & \times \left(1 + \cos^2 \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{из}^k} L - 2 \cos \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} L \cos \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{из}^k} L \right) \end{aligned} \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (37)$$

Таким образом, в зависимости от качества согласования внутренней и внешней цепи для расчета сопротивления связи можно использовать либо формулу (35), либо формулу (36).

Для исследования экранирующих свойств оплеток коаксиального кабеля использовалась малая триаксиальная линия (МТЛ), внешний вид которой изображен на рис. 2.



Рис. 2. Общий вид конструкции МТЛ в сборе

Работа МТЛ организована следующим образом. К верхнему наконечнику, связанному с внешней цепью триаксиальной линией, подключается генератор сигнала синусоидальной формы для создания электромагнитного поля помех на испытуемом кабеле. Нижний наконечник, связанный с внутренней цепью, соединяется с входом анализатора спектра для снятия амплитуды напряжения наведенного помехонесущего поля. Процесс измерений автоматизирован и управляется с помощью программного комплекса, установленного на компьютере оператора. Графики зависимости сопротивления связи сплошного медного экрана и оплетки ПМЛ-6х10-У3 от частоты сигнала приведены на рис. 3.

Из сравнения графиков рис. 3 видно, что для сплошного медного экрана сопротивление связи на порядок ниже, чем для оплетки ПМЛ, как и должно быть, поскольку экранирующие свойства кабельного экрана

тем выше, чем ниже сопротивление связи. На графиках сопротивление связи растет, что говорит о снижении экранирующих свойств материалов с ростом частоты.

Библиографические ссылки

1. Ефимов И. Е., Останькович Г. А. Радиочастотные линии передачи : учеб. пособие. М. : Связь, 1977.
2. Гольдштейн А. А., Еременко П. Е. Триаксиальная линия для измерения сопротивления связи среднегабаритных коаксиальных кабелей : патент РФ № 4376957, 1990.
3. Sali S. A matched triaxial device for cables shielding measurements // Progress In Electromagnetics Research, PIER 45. 2004. P. 21–44.
4. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики : учеб. пособие. 5-е изд. М. : Наука, 1977.

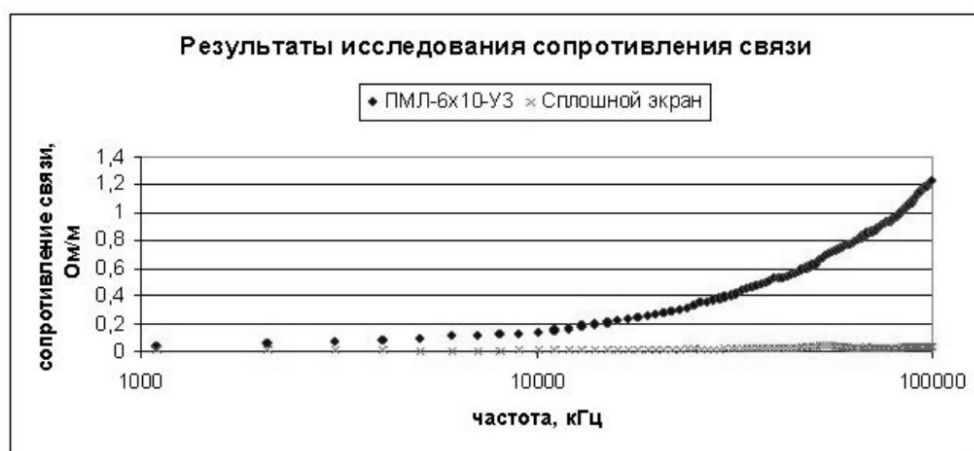


Рис. 3. Зависимость сопротивления связи сплошного медного экрана от частоты сигнала

A. Yu. Vlasov, D. A. Bolshakov, R. V. Avakumov

STUDY OF SHIELDING MATERIALS COUPLING RESISTANCE

Coupling resistance of shielding materials is investigated at frequency range of 0,1–100 MHz. Triaxial method was used for the study. Investigation was carried out by triaxial measuring system developed by Science-Education Center «Space Systems and Technologies» of Siberian State Aerospace University named after academician M. F. Reshetnev.

Keywords: triaxial method, coupling resistance.

© Власов А. Ю., Большаков Д. А., Авакумов Р. В., 2010