

В.А. АНТОНОВА, канд. техн. наук, *В.Н. БОРЩЕВ*, д-р техн. наук,
А.П. РЕЗНИК, (ГП НИТИ приборостроения, г Харьков)

РАСЧЕТ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ КОПЛАНАРНО СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ ПАКЕТА ПЛЕНОЧНЫХ КАБЕЛЕЙ

В статті приведена розроблена математична модель для розрахунку хвильового опору ліній передач пакета кабелів, що враховує скінчену ширину провідників багатопшарових копланарно зв'язаних полоскових ліній та результати досліджень залежності хвильового опору від геометричних розмірів провідників, зазорів між ними і товщини покривної плівки. Показана можливість отримання хвильового опору ліній передач кабелів до 45÷60 Ом.

In paper is offered the mathematical model for calculation of a characteristic impedances of lines of package of signal cable taking into account finite width of conductors of multilayer coplanar coupled lines, and outcomes of researches of dependence of a characteristic impedances of lines from geometrical sizes of conductors, clearances between them and thickness of a covering film is described. The possibility of obtaining of optimal characteristic impedances of transmissions lines is shown.

1. Введение. В экспериментальных исследованиях в области физики высоких энергий широко используются многоканальные детекторы заряженных частиц и ассоциированная с ними электроника считывания информации. При использовании детекторных модулей, сочетающих в одной конструкции позиционно-чувствительный детектор со схемами формирования и преобразования кодов в непосредственной близости от детектора, возникла необходимость в разработке пленочных кабелей, осуществляющих передачу сигнала устройствам оконечной электроники, расположенным вне зоны регистрации и идентификации элементарных частиц [1]. Гибкие пленочные кабели (ПК) на основе лакофольговых полиимидных диэлектриков обеспечивают необходимые электрические характеристики и обладают достаточной механической прочностью, необходимой в процессе сборки и регулировки регистрирующих устройств.

Использование копланарно связанных полосковых линий (КСПЛ) упрощает создание помехозащищенных сигнальных кабелей, сочетающих гибкость их конструирования и простоту сопряжения с электронными устройствами. Кабель может быть выполнен в виде одно- и трехслойной конструкции на основе фольгированного полиимида ФДИ-А-50 с алюминиевой металлизацией и расположенного сверху нее полиимидного адгезивного материала ПА [2].

Внутренняя трековая система (ВТС) современных коллайдеров представляет собой многоярусную систему детекторных модулей, установленных на несущих каркасах из углепластика. На одной из сторон каркаса треугольной формы установлены детекторные модули, а на двух других – уложены и за-

креплены в виде пакетов сигнальные ПК модулей. Для повышения помехозащищенности КСПЛ кабели уложены со сдвигом, обеспечивающим размещение сигнальных проводников между широкими проводниками возврата тока смежных кабелей.

Анализ характеристик КСПЛ осуществляется как квазистатическими, так и волновыми методами [3 - 5]. В работе [6] выполнен квазистатический анализ характеристик одиночного ПК при противофазном возбуждении сигнала с помощью конформных преобразований при конечных значениях толщины подложки и ширины проводников КСПЛ.

Целью данной работы является разработка математической модели для расчета волнового сопротивления КСПЛ пакета кабелей, учитывающей их конечную толщину, и проведение исследований зависимости волнового сопротивления от геометрических размеров проводников, зазоров между ними и толщины покрывной пленки.

Практический интерес представляет исследование зависимости волнового сопротивления ПК на основе фольгированного полиимида ФДИ-А-50 и покрывной пленки ПА с учетом технологических ограничений фотолитографического оборудования при изготовлении длинных кабелей (более 120 мм).

2. Математическая модель. Используя квазистатическое приближение, эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{эфф}$, фазовую скорость $v_{фаз}$ и волновое сопротивление Z_0 , согласно [4, 6], можно определить из следующих соотношений:

$$\epsilon_{эфф} = C / C_0; \quad (1)$$

$$v_{фаз} = c / \sqrt{\epsilon_{эфф}}; \quad (2)$$

$$Z_0 = 1 / C v_{фаз}, \quad (3)$$

где C – погонная емкость линии передачи, C_0 – погонная емкость линии передачи при отсутствии диэлектрика; c – скорость света.

Структура КСПЛ пакета ПК детекторных моделей приведена на рис. 1.

Все проводники структуры имеют конечную толщину и обладают низким импедансом. Две связанные линии шириной $(b - a)$ расположены в зазоре $2c$ между проводниками возврата тока и находятся на подложке толщиной h_1 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_1 . Две связанные линии разделены зазором шириной $2a$. Слой проводников защищен сверху полиимидной покрывной пленкой h_2 с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 , включающей слой адгезива толщиной h_3 с диэлектрической проницаемостью ϵ_3 .

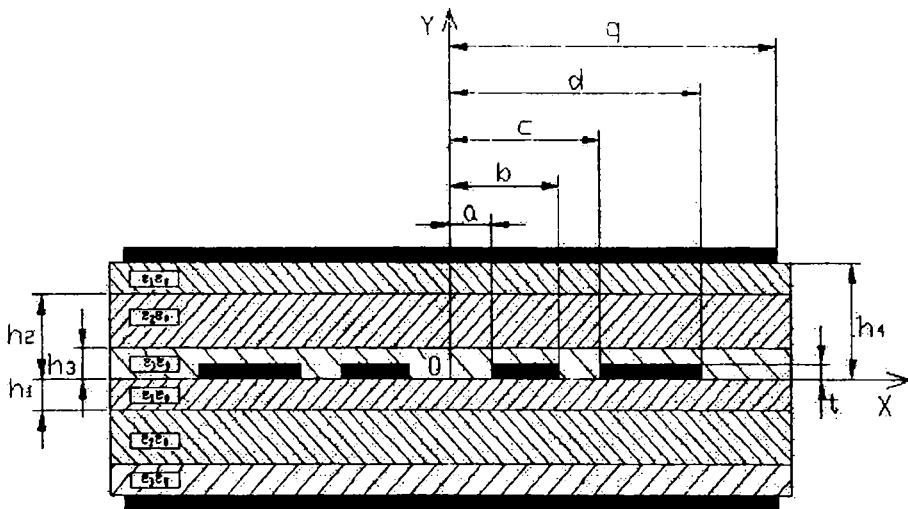


Рис. 1. Структура КСПЛ пакета ПК детекторных модулей

Описанная структура обеспечивает два основных режима распространения сигналов – четный и нечетный. Общая емкость на единицу длины внутри пакета кабелей определяется как сумма частичных емкостей:

$$C_{\text{КСПЛ}} = C_1 + C_2, \quad (4)$$

где C_1 , C_2 , – емкости линий передачи верхнего и нижнего пространства в присутствии диэлектрика толщиной $h_4 = h_1 + h_2$ с диэлектрической проницаемостью ϵ_4 , которая рассматривается, как средняя величина по поперечному сечению пространства [7]. Емкость на единицу длины кабеля, расположенного снаружи, определяется как сумма частичных емкостей:

$$C_{\text{КСПЛ}} = C_0 + C_2, \quad (5)$$

где C_0 , C_2 , – емкости линий передачи верхнего полупространства и нижнего пространства в присутствии диэлектрика толщиной $h_4 = h_1 + h_2$ с диэлектрической проницаемостью ϵ_4 .

Анализ нечетного режима распространения сигналов можно упростить путем размещения “электрической стенки” в центре диэлектрической структуры. Частичная емкость свободного полупространства и области занятой диэлектриком рассчитывается с помощью ряда конформных преобразований, приведенных на рис. 2.

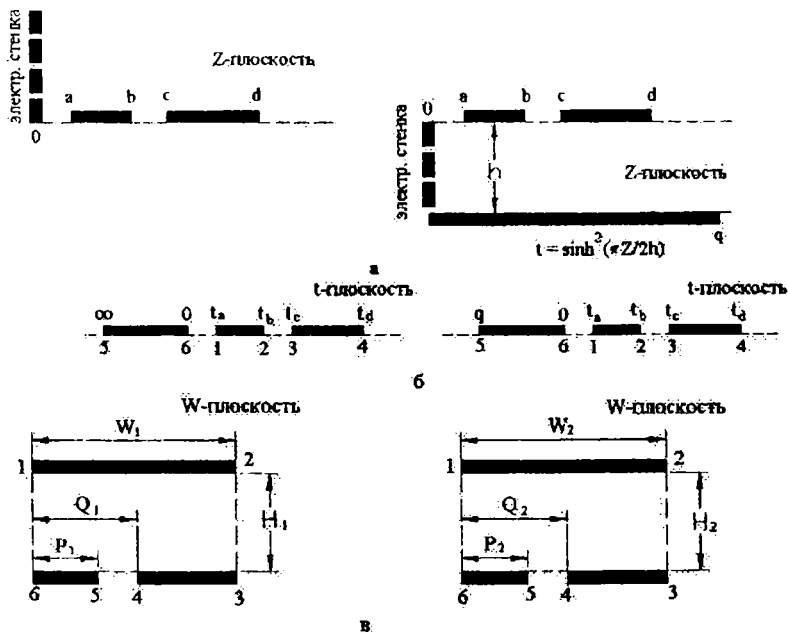


Рис. 2. Конформные преобразования к расчету частичной емкости

Конфигурация структуры на рис. 2,а с помощью преобразований $t = z^2$ и $t = \sinh^2(\pi Z/2h)$ преобразуется в структуру, приведенную на рис. 2,б. Затем конфигурация структуры на рис. 2,б преобразуется в структуру на рис. 2,в с помощью следующих выражений:

$$\frac{W_1}{H_1} = \frac{K(k_{C1})}{K'(k_{C1})} = \alpha; \quad (6)$$

$$\frac{P_1}{W_1} = \frac{F\left(\arcsin \sqrt{\frac{c^2 - a^2}{c^2}}, k_{C1}\right)}{K(k_{C1})} = \beta; \quad (7)$$

$$\frac{Q_1}{W_1} = \frac{F\left(\arcsin \sqrt{\frac{d^2 - c^2}{c^2} \cdot \frac{c^2 - a^2}{d^2 - a^2}}, k_{C1}\right)}{K(k_{C1})} = \gamma; \quad (8)$$

$$\frac{W_2}{H_2} = \frac{K(k_{C2})}{K'(k_{C2})} = \alpha; \quad (9)$$

$$\frac{P_2}{W} = \frac{F\left(\arcsin \sqrt{\frac{\cosh^2(\pi q/2h) \sinh^2(\pi c/2h) - \sinh^2(\pi a/2h)}{\sinh^2(\pi c/2h) \cosh^2(\pi q/2h) + \sinh^2(\pi a/2h)}, k_{c_2}\right)}{K(k_{c_2})} = \beta, \quad (10)$$

$$\frac{Q_2}{W_2} = \frac{F\left(\arcsin \sqrt{\frac{\sinh^2(\pi d/2h) \sinh^2(\pi c/(2h)) - \sinh^2(\pi a/(2h))}{\sinh^2(\pi c/2h) \sinh^2(\pi d/(2h)) - \sinh^2(\pi a/(2h))}, k_{c_2}\right)}{K(k_{c_2})} = \gamma; \quad (11)$$

$$k_{c_1}^2 = \frac{c^2}{b^2} \cdot \frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2}, \quad (12)$$

$$k_{c_2}^2 = \frac{\sin h^2(\pi c/(2h))}{\sin h^2(\pi b/(2h))} \cdot \frac{[\sin h^2(\pi b/(2h)) - \sin h^2(\pi a/(2h))]}{[\sin h^2(\pi c/(2h)) - \sin h^2(\pi a/(2h))]}, \quad (13)$$

где $F(\varphi, k)$ – неполный эллиптический интеграл 1-го рода.

Емкость структур на рис. 2, в можно рассматривать как сумму двух емкостей. В результате погонная емкость КСПЛ может быть описана следующими соотношениями:

$$C_0(\varepsilon_r) = \varepsilon_0 C_p (W_1/H_1, P_1/W_1, Q_1/W_1) + \varepsilon_0 \varepsilon_r C_p (W_2/H_2, P_2/W_2, Q_2/W_2); \quad (14)$$

$$C_p(\alpha, \beta, \gamma) = K(k_1)/K'(k_1) + K(k_3)/K'(k_3); \quad (15)$$

$$\frac{F(\arcsin(k_1/k_2), k_2)}{K(k_2)} = \frac{\beta}{\delta}; \quad (16)$$

$$\frac{F(\arcsin(k_3/k_4), k_4)}{K(k_4)} = \frac{1-\gamma}{1-\delta}; \quad (17)$$

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \alpha\delta; \quad (18)$$

$$\frac{K(k_4)}{K'(k_4)} = \alpha(1-\delta); \quad (19)$$

$$\delta = (\beta + \gamma)/2. \quad (20)$$

При подстановке (9) и (10) в формулу (1) получим выражение для расчета $\varepsilon_{\text{эф}}$ КСПЛ ПК расположенного снаружи пакета с учетом диэлектрических свойств используемых материалов:

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \left[\frac{K(k_1^1)}{K'(k_1^1)} + \frac{K(k_3^1)}{K'(k_3^1)} + \varepsilon_r \cdot \left(\frac{K(k_1^2)}{K'(k_1^2)} + \frac{K(k_3^2)}{K'(k_3^2)} \right) \right] \cdot \left[\frac{K(k_1^1)}{K'(k_1^1)} + \frac{K(k_3^1)}{K'(k_3^1)} + \frac{K(k_1^2)}{K'(k_1^2)} + \frac{K(k_3^2)}{K'(k_3^2)} \right]^{-1} \quad (21)$$

Для ПК, расположенных внутри пакета, эффективная диэлектрическая проницаемость практически определяется диэлектрическими свойствами полиимидной основы кабелей.

Волновое сопротивление многослойной КСПЛ на основе (1) - (3) определяется выражением:

$$Z_0 = 1 / \left(\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}} \cdot C_0 \cdot 3 \cdot 10^8 \right). \quad (22)$$

Приведенные формулы получены в предположении бесконечно малых толщин полосковых проводников. Практически металлизированный слой имеет конечную толщину t , которая влияет на характеристику линии передачи. Влияние толщины полосковых проводников на волновое сопротивление компланарно связанных линий передачи учитывает введение эффективных значений ширины полосок и зазоров.

Для КСПЛ, согласно [6], можно записать:

$$a_{\text{эфф}} = a - \frac{\Delta_1}{2}, \quad b_{\text{эфф}} = b + \frac{\Delta_1}{2}, \quad c_{\text{эфф}} = c - \frac{\Delta_2}{2}, \quad d_{\text{эфф}} = d + \frac{\Delta_2}{2}, \quad (23)$$

где

$$\Delta_1 = \left(\frac{1,25 \cdot t}{\pi} \right) \cdot \left[1 + \ln \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot (b - a)}{t} \right) \right]; \quad \Delta_2 = \left(\frac{1,25 \cdot t}{\pi} \right) \cdot \left[1 + \ln \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot (d - c)}{t} \right) \right].$$

Расчет величины волнового сопротивления одно- и трехслойной конструкций кабеля с различными изолирующими материалами произведен при использовании следующих исходных данных:

суммарная ширина КСПЛ равна $2d = 8760$ мкм;

величина зазора между проводниками связанных линий и проводниками возврата тока ($d - c$) равна величине зазора между связанными проводниками $2a$;

слой диэлектрика ФДИ-А-50 имеет толщину $h_1 = 20$ мкм и диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_1 = 3.5$;

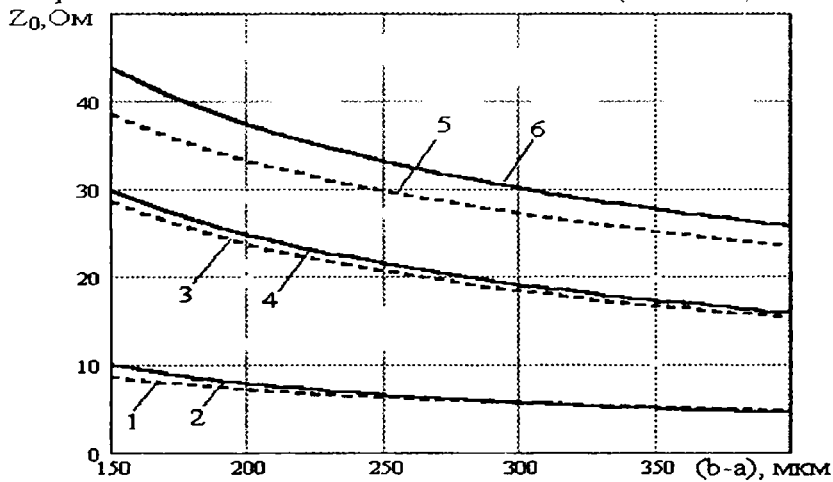
слой диэлектрика защитной слоя ПА, расположенного сверху слоя трасс, имеет минимальную толщину $h_2 = 50$ мкм, максимальную толщину $h_2 = 125$ мкм и диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_2 = 3.5$;

слой адгезива пленки ПА, выполненный на эпоксидно-каучуковой основе, имеет после прессования толщину равную $h_3 = 15$ мкм и диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_3 = 4.0$;

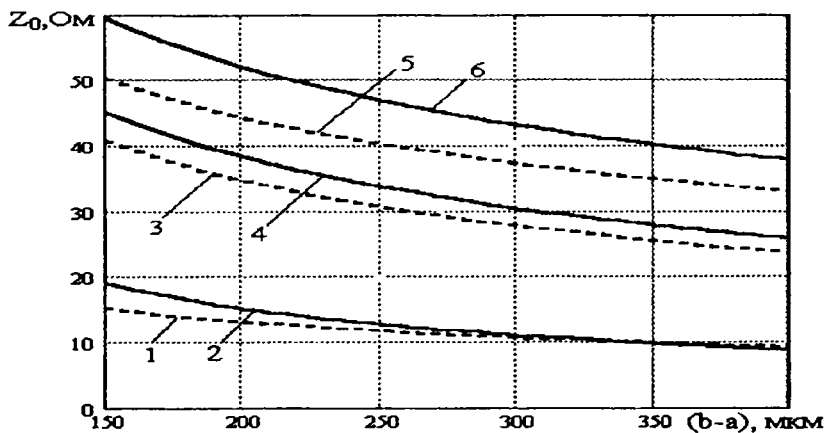
толщина полосковых проводников линии передачи составляет 30 мкм.

3. Результаты расчета волновых сопротивлений. Рассчитанные значения волновых сопротивлений для однослойной Z_{01} и трехслойной конструкций кабелей с использованием ленты ПА минимальной толщины – $Z_{03\text{мин}}$ и максимальной толщины – $Z_{03\text{макс}}$ для фиксированных значений ширины ($b - a$) проводников при изменении зазора между проводниками приведены на рис. 3. Диапазон изменения зазоров между проводниками ограничен, с одной сто-

роны, технологическими возможностями фотолитографического оборудования при изготовлении длинных кабелей (~150 мкм), с другой – конструктивными соображениями минимизации занимаемого объема (~400 мкм).



а)



б)

Рис. 3. Зависимость волнового сопротивления КСПЛ из одно- и трехслойных кабелей с защитной пленкой от ширины сигнального проводника при фиксированном зазоре между проводниками: а) ПК, расположен внутри пакета; б) ПК расположен снаружи пакета (1 – при $2a=150$ мкм, $h_1=20$ мкм; 2 – при $2a=250$ мкм, $h_1=20$ мкм; 3 – при $2a=150$ мкм, $h_4=85$ мкм; 4 – при $2a=250$ мкм, $h_4=85$ мкм; 5 – при $2a=150$ мкм, $h_4=160$ мкм; 6 – при $2a=250$ мкм, $h_4=160$ мкм).

4. Обсуждение результатов. На основе анализа полученных результатов можно сформулировать следующие закономерности:

для одной и той же ширины сигнального проводника в пакете однослойных кабелей по сравнению с пакетом трехслойных кабелей КСПЛ обладает меньшим волновым сопротивлением;

– увеличение зазора между проводниками с 150 до 250 мкм приводит к увеличению волнового сопротивления для однослойных конструкций кабелей в 1.1 – 1.3 раза и для трехслойных конструкций в 1.1 – 1.2 раза;

– волновое сопротивление кабелей, расположенных снаружи пакета, на 10 – 15 Ом больше, чем таковое для кабелей, расположенных внутри пакета.

Следует обратить внимание на практическое отсутствие изменения волнового сопротивления КСПЛ в однослойных конструкциях кабелей при ширине сигнальных проводников 300 – 350 мкм, что должно обеспечить незначительный разброс сопротивления в реальных конструкциях кабеля с возможными отклонениями ширины проводников в ходе технологических операций.

В заключение следует отметить, что заштыченные конструкции пленочных кабелей внутри пакета обеспечивают получение волновых сопротивлений линий передач в диапазоне 15 – 45 Ом, а однослойные конструкции – до 10 Ом.

Приведенная математическая модель позволяет проводить анализ допустимых отклонений, при которых характеристики сигнального кабеля удовлетворяют предъявляемым требованиям, а также может быть использована при расчете волновых сопротивлений пакета при различных зазорах между ПК.

На данном этапе проводятся работы по определению оптимальных характеристик кабелей в составе работающих модулей кремниевых микростриповых детекторов в проекте “ALICE” (A Large Ion Collider Experiment, CERN) [1].

Список литературы: 1. *ALICE. Technical Design Report of the Inner Tracking System (ITS)*. ALICE TDR4, CERN/LHCC 99-12, 18 June, 1999. 2. *Материалы для производства печатных плат* / З.Н. Воробьев, Л.Л. Ушакова, Е.П. Вишнякова и др. // *Технология и конструирование в электронной радиоаппаратуре*, 1993, №2, С. 55 - 57. 3. *Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник* / Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, Б.Д. Солганик и др. К.: Техника, 1990, 159 с. 4. *Chen E., Chou S.Y. Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: Modeling and Experiments* // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1997, Vol. 45, № 6, P. 939 - 945. 5. *Cheng K.-K.M. Analysis and synthesis of coplanar coupled lines on substrates of finite thicknesses* // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1996, Vol. 44, № 4, P. 636 - 639. 6. *Антонова В.А., Борщев В.Н., Резник А.П. Расчет волнового сопротивления копланарно связанных линий пленочного кабеля* // *Вест. НТУ «ХПИ»*. Сб. научн. тр. Харьков, 2003, № 7, С. 3 – 10. 7. *Svacina J. Analysis of multiplayer microstrip lines by a conformal mapping method* // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1992, Vol. 40, № 4, P. 769 - 772.

Поступила в редколлегию 27.04.2004