

УДК 623.1

Методика оптимизации полосковых устройств на основе связанных линий с модальным разложением

Карри С., Суровцев Р. С., Микола П. В., Скорняков И. А.

Постановка задачи: радиоэлектронные средства получили широкое применение в различных областях науки и техники. Тенденции их развития направлены на повышение рабочих частот, снижения напряжений используемых сигналов, а также увеличения плотности трассировки печатных плат и компоновки элементов. Это ведёт к снижению порога их чувствительности к электромагнитным воздействиям (ЭМВ). Одним из новых подходов к защите от ЭМВ является применение полосковых структур с модальным разложением, которое позволяет разложить ЭМВ на составляющие меньшей амплитуды. Проектирование таких устройств требует оптимизации параметров поперечного сечения по одному или нескольким критериям, для чего применяют эволюционные методы оптимизации. Основными критериями оптимизации полосковых устройств с модальным разложением является согласование с трактом и минимизация амплитуды напряжения на их выходе (амплитудный критерий), что достигается выравниванием амплитуды составляющих разложения. Сходимость амплитудного критерия определяется за счёт вычисления временного отклика на выходе устройства, из-за чего затраты времени на оптимизацию оказываются высокими и требующими сокращения. Примечательно, что условия равенства составляющих отклика на выходе полосковых устройств можно получить в аналитическом виде. Их применение в качестве критериев целевой функции позволит исключить процедуру вычисления временного отклика из процесса оптимизации, что, в свою очередь, позволит сократить затраты времени на оптимизацию. **Целью работы** является разработка критериев с созданием методики оптимизации полосковых устройств с модальным разложением на их основе. **Используемые методы:** для получения условий использованы простые аналитические подходы, предложенные для анализа временного отклика в связанных линиях передачи. Для вычисления погонных параметров полосковых устройств и временного отклика использован квазистатический подход. Для апробации методики и оценки ускорения использованы генетический алгоритм, эволюционные стратегии и метод роя частиц. **Новизна:** новизну методики определяет применение в качестве критериев оптимизации условий равенства амплитуд, полученных в числовом и аналитическом видах, что исключает процедуру вычисления отклика из задачи оптимизации. **Результат:** разработана методика параметрической оптимизации полосковых устройств с модальным разложением, отличающаяся применением условий равенства нормированных амплитуд составляющих отклика на выходе устройства. Показано, что среднее ускорение оптимизации при использовании предложенных условий в качестве критериев достигает 185,8 раза и не зависит от выбора метода оптимизации. Наибольшее ускорение выявлено для двухпроводных устройств, а наименьшее – для трёхпроводного модального фильтра. Это вызвано увеличением затрат на расчёт матриц погонных параметров устройств из-за увеличения количества их проводников. Также выявлен линейный характер зависимости ускорения от количества вычислений и временных отсчётов на фронт воздействия при вычислении временного отклика. Сравнение форм напряжения на выходе полосковых устройств, полученных при оптимизации с помощью разных целевых функций, доказало применимость условий в качестве критериев.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, помехи, защита, модальные искажения сигнала, полосковые устройства, оптимизация, эволюционные методы, ускорение.

Библиографическая ссылка на статью:

Карри С., Суровцев Р. С., Микола П. В., Скорняков И. А. Методика оптимизации полосковых устройств на основе связанных линий с модальным разложением // Системы управления, связи и безопасности. 2024. № 1. С. 95-117. DOI: 10.24412/2410-9916-2024-1-095-117

Reference for citation:

Karri S., Surovtsev R. S., Mikola P. V., Skornyakov I. A. Methodology for optimisation of strip devices based on coupled lines with modal decomposition. *Systems of Control, Communication and Security*, 2024, no. 1, pp. 95-117 (in Russian). DOI: 10.24412/2410-9916-2024-1-095-117

Введение

Высокие достижения в радиотехнике и электронике, а также в инфокоммуникационных, вычислительных и других технологиях, послужили всестороннему внедрению радиоэлектронных средств (РЭС) во все сферы общественной деятельности [1]. Современные тенденции проектирования РЭС, прежде всего, сосредоточены на повышении быстродействия за счёт увеличения верхних частот спектра используемых сигналов и компактности устройств за счёт увеличения плотности трассировки и монтажа компонентов [2]. Совокупность этих факторов привела к снижению порога восприимчивости современных РЭС к электромагнитным воздействиям (ЭМВ) разной природы возникновения, что неуклонно ведёт к увеличению сложности и затрат на обеспечение требований электромагнитной совместимости (ЭМС) при их проектировании [3]. Влияние мощных ЭМВ может вызывать в цепях аналоговых микросхем опасные переходные процессы, а цифровых – несвоевременные переключения. Между тем влияние ЭМВ даже сравнительно малой мощности увеличивает вероятность появления битовых ошибок при работе микроконтроллеров в составе РЭС [4].

Классические решения для защиты от ЭМВ зачастую обладают недостаточным подавлением помехи, малыми напряжением пробоя и мощностью, а также низким быстродействием [5]. Сравнительно новым решением является разложение помехового воздействия высокой амплитуды на последовательность составляющих меньшей амплитуды, которая менее опасна для цепей РЭС [6]. Такое разложение возможно в связанных линиях передачи за счёт модальных искажений помехи. Уменьшение амплитуды напряжения на выходе устройств достигается выравниванием амплитуд составляющих помехи. Такой подход назван авторами модальной фильтрацией, а устройства на его основе – модальными фильтрами (МФ) [7]. Также нужно выделить устройства на основе витка меандровой линии (МЛ), в которых при одинаковой длине проводника (по сравнению с МФ) возможно разложить воздействие вдвое большей длительности. Одной из важных задач при проектировании таких устройств является параметрическая оптимизация поперечного сечения для обеспечения ряда критериев. Как правило, одним из них является согласование устройства с трактом (критерий согласования), а вторым – минимальная амплитуда напряжения на его выходе (амплитудный критерий). Зачастую оптимизация выполняется эвристическим поиском и требует большого количества вычислений, что делает решение задачи оптимизации практически невозможным (в особенности при оптимизации по нескольким критериям). Поэтому широкое применение получили эволюционные алгоритмы [8–10]. Оценка сходимости по амплитудному критерию выполняется по временному отклику, затраты на вычисление которого в самом простом случае близки к затратам на расчёт погонных параметров полоскового устройства, но также могут быть и выше.

При моделировании полосковых устройств используется квазистатический подход [11]. Принятое допущение о распространении в линии передачи только Т-волны сводит задачу к нахождению матриц первичных погонных па-

раметров структуры \mathbf{R} (Ом/м), \mathbf{L} (Гн/м), \mathbf{C} (Ф/м) и \mathbf{G} (См/м). На их основе вычисляется отклик структуры конечной длины dx с помощью телеграфных уравнений [12, 13]. Когда моделирование выполняется без учёта потерь, нужно вычисление лишь матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} . Как уже было отмечено, преимуществом подхода являются малые вычислительные затраты при приемлемой потере точности результатов. В системах квазистатического анализа для расчёта \mathbf{RLGC} -матриц зачастую применяют МоМ [14].

Выбор методик для оптимизации РЭС весьма широк [15, 16]. Между тем каждая предполагает сначала интуитивное проектирование топологии или конструкции устройства, затем многовариантный предварительный анализ его характеристик и, наконец, оптимизацию по выбранным критериям. Представленные методики применимы для решения широкого круга задач проектирования РЭС, что, несомненно, является их достоинством, но в то же время и недостатком, поскольку они не позволяют априорный выбор критериев без тщательного анализа, что приводит к росту затрат времени на проектирование. Для устройств на основе связанных линий с модальным разложением выбор таких критериев возможен, причём даже в аналитическом виде. Для их анализа применимы аналитические модели, не требующие численного вычисления временного отклика [17–19]. Поскольку минимальный уровень напряжения на выходе полосковых устройств обеспечивается выравниванием амплитуд составляющих отклика, то условия их равенства можно получить на основе аналитических моделей из [17–19]. Применение таких условий в качестве критериев оптимизации исключает этап вычисления отклика из задачи оптимизации, что даёт возможность минимизировать общие затраты на проектирование. Поэтому разработка критериев оптимизации и создание методики на их основе целесообразны для уменьшения времени на оптимизацию и анализ полосковых устройств с модальным разложением. Цель данной работы – разработать критерии с созданием методики оптимизации полосковых устройств с модальным разложением на их основе.

Разработка критериев параметрической оптимизации

Рассмотрим разработку критериев оптимизации для трёх структур (рис. 1). Симметричный виток МЛ (при $w_1=w_2$) и асимметричный двухпроводный МФ (при $w_1 \neq w_2$) имеют одинаковое поперечное сечение, которое показано на рис. 1а, а для трёхпроводного МФ на основе микрополосковой линии (МПЛ) с двумя заземлёнными боковыми проводниками оно показано на рис. 1б. Схемы соединений всех устройств показаны на рис. 2.

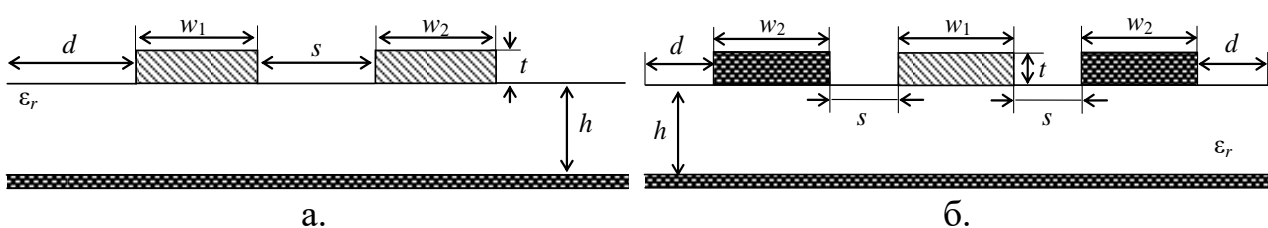


Рис. 1. Поперечные сечения витка МЛ и двухпроводного МФ (а) и трёхпроводного МФ на основе МПЛ с двумя заземлёнными боковыми проводниками (б)

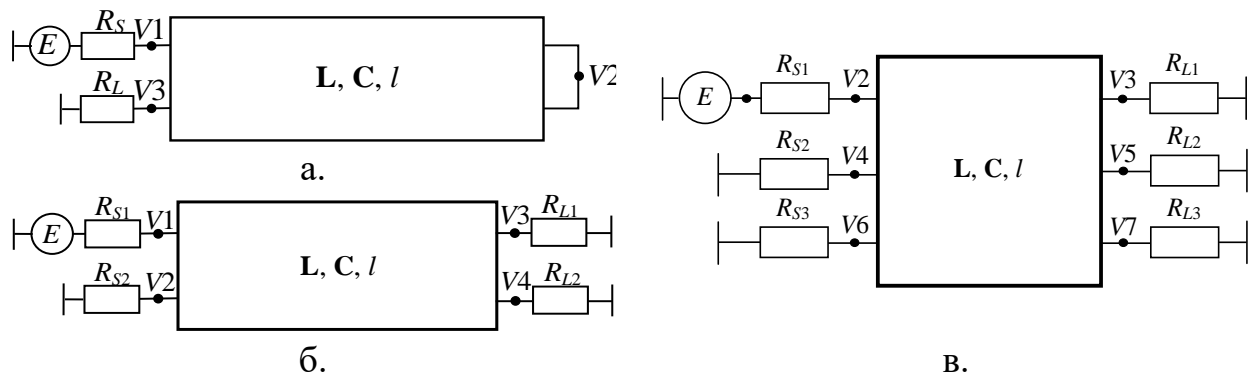


Рис. 2. Схема соединений витка МЛ (а),
двухпроводного (б) и трёхпроводного (в) МФ

Условия равенства составляющих отклика на выходе полосковых устройств из рис. 1 легко получить на основе моделей временного отклика рассматриваемых структур, которые детально описаны в работах [17–19]. Здесь представлены лишь выражения, необходимые для получения условий равенства амплитуд составляющих отклика на выходе структур.

Сначала рассмотрим условия равенства составляющих отклика на выходе витка МЛ с симметричным поперечным сечением и окончаниями [20]. Отклик представлен тремя составляющими. Выражения, определяющие амплитуды первой (перекрестной помехи – V_c), второй (нечетной моды – V_o) и третьей (четной моды – V_e) составляющих имеют вид

$$V_c = \frac{Y_0(Y_o - Y_e)}{(Y_o + Y_0)(Y_e + Y_0)}, \quad V_o = \frac{2Y_0Y_o}{(Y_o + Y_0)^2}, \quad V_e = \frac{2Y_0Y_e}{(Y_e + Y_0)^2}, \quad (1)$$

где Y_0 – характеристический адмиттанс окончаний, Y_e, Y_o – характеристические адмиттансы чётной и нечётной мод.

Для формулировки условия выравнивания амплитуд трёх импульсов на основе (1), нужно сначала приравнять амплитуды чётной и нечётной мод ($V_o=V_e$) витка. Условие их равенства следующее

$$Y_o = (Y_e Y_o)^{0.5}. \quad (2)$$

Из условия равенства амплитуд первой и второй составляющих ($V_c=V_o$) следуем

$$\frac{Y_0 - 3Y_e}{Y_o} + \frac{Y_e}{Y_o} = 1.$$

Учитывая (2), при подстановке $k=(Y_o/Y_e)^{0.5}$, которая по существу имеет физический смысл коэффициента связи, получается кубическое уравнение

$$k^3 - k^2 - 3k - 1 = 0,$$

имеющее один физический корень

$$k = \sqrt{2+1} \approx 2,414,$$

определяющий нормированную амплитуду напряжения на выходе витка. При переходе к характеристическим импедансам мод витка, условие равенства составляющих отклика примет следующий числовой вид

$$(Z_e/Z_o)^{0.5} = 2,414. \quad (3)$$

Условие (3) справедливо только при выполнении условия (2), которое для импедансов запишется как:

$$R_S=R_L=(Z_eZ_o)^{0.5}. \quad (4)$$

Примечательно, что условие равенства составляющих отклика на выходе витка МЛ (3) получено в аналитическом виде и содержит лишь две переменные. Тогда критерием для оптимизации является минимизация модуля разности правой и левой частей (3).

Условия равенства амплитуд составляющих на выходе двухпроводного и трёхпроводного МФ можно получить на основе моделей из [18] и [19] соответственно, в которых используется подход к вычислению перекрестных помех в связанных линиях передачи [20]. Согласно подходу к вычислению отклика, сначала нужно задать форму напряжения источника воздействия через вектор \mathbf{V} и параметры окончаний отрезка через матрицы \mathbf{R}_S и \mathbf{R}_L . Затем на основе матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} индукции отрезка вычисляют матрицы преобразования мод \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I . Они нужны для перехода к вектору модальных источников напряжения \mathbf{V}_m и матрицам модальных импедансов \mathbf{R}_{Sm} и \mathbf{R}_{Lm} и последующего нахождения с их помощью вектора источников изначально падающих мод \mathbf{V}_{0m} и матриц коэффициентов отражения на ближнем ($\mathbf{\Gamma}_S$) и дальнем ($\mathbf{\Gamma}_L$) концах отрезка. Тогда временной отклик на концах одиночного отрезка будет определяться как комбинация компонент изначально падающих мод и коэффициентов матриц отражения, соответствующих неоднородностям на стыках между отрезком и окончаниями.

Для получения условия выравнивания нормированных амплитуд составляющих отклика на выходе двухпроводного МФ из модели, представленной в [18], выделены компоненты временного отклика, которые определяют форму напряжения синфазной (с задержкой T_c) и дифференциальной (с задержкой T_d) составляющих на выходе МФ:

$$V_c(t-T_c) = [T_{Vc,1}(1+\Gamma_{Lcc}) + T_{Vd,1}\Gamma_{Ldc}]V_{0c}(t-T_c), \quad (5)$$

$$V_d(t-T_d) = [T_{Vd,1}(1+\Gamma_{Ldd}) + T_{Vc,1}\Gamma_{Lcd}]V_{0d}(t-T_d). \quad (6)$$

где $V_{0c}(t)$ и $V_{0d}(t)$ – векторы источников синфазной и дифференциальной падающих мод, Γ_{Lcc} , Γ_{Ldd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Lcd} – элементы матрицы коэффициентов отражения $\mathbf{\Gamma}_L$, $T_{Vc,1}$, $T_{Vd,1}$ – элементы матриц преобразования мод \mathbf{T}_V .

Равенство правых частей (5) и (6) при переходе от векторов напряжения мод к их нормированным амплитудам и является условием равенства амплитуд мод. После ряда замен и преобразований, выражения (5) и (6) примут вид (для общего случая выбора окончаний МФ):

$$V_c = \frac{2 \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right) \left(\eta_I^- \frac{T_{Vc,1}}{Z_d} + \eta_V^- \frac{T_{Ic,1}}{R_{L2}} \right) Z_c^{-1} R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{S1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{S1} R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{L2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{L1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{L1} R_{L2}} \right)}, \quad (7)$$

$$V_d = - \frac{2 \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right) \left(\eta_I^- \frac{T_{Vd,1}}{Z_c} + \eta_V^- \frac{T_{Id,1}}{R_{L2}} \right) Z_d^{-1} R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{S1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{S1} R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{L2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{L1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{L1} R_{L2}} \right)}, \quad (8)$$

где $\eta_I^- = T_{Ic,1} T_{Id,2} - T_{Id,1} T_{Ic,2}$, $\eta_V^- = T_{Vc,1} T_{Vd,2} - T_{Vd,1} T_{Vc,2}$,

$$\gamma_{cd12}^- = \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right), \quad \gamma_{dc12}^- = \left(\frac{T_{Id,2} T_{Vc,1}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right).$$

Выражения (7) и (8) позволяют вычислить амплитуды мод на выходе МФ при произвольных окончаниях. Из равенства правых частей (7) и (8) в общем виде получено условие равенства амплитуд синфазной и дифференциальной мод на выходе двухпроводного МФ

$$\frac{Z_c (T_{Id,2} R_{S2} + T_{Vd,2} Z_d)}{Z_d (T_{Ic,2} R_{S2} + T_{Vc,2} Z_c)} = - \frac{(\eta_I^- T_{Vd,1} R_{L2} + \eta_V^- T_{Id,1} Z_c)}{(\eta_I^- T_{Vc,1} R_{L2} + \eta_V^- T_{Ic,1} Z_d)}. \quad (9)$$

Примечательно, что условие (9) не содержит сопротивлений R_{S1} и R_{L1} на концах активного проводника, а зависит лишь от выбора окончаний пассивного проводника R_{S2} и R_{L2} . Критерием оптимизации будет являться минимизация модуля разности правой и левой частей выражения (9).

На основе модели, из [19] получаются выражения, определяющие нормированные амплитуды составляющих отклика на выходе трёхпроводного МФ, а также условия их равенства для общего случая выбора окончаний трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя боковыми заземлёнными проводниками. Из модели в [19] выделены компоненты отклика, определяющие форму напряжения мод a, b, c на выходе активного проводника такого МФ:

$$V_a(t - T_b) = [T_{Va,1}(1 + \Gamma_{aa}) + T_{Va,2}\Gamma_{ba} + T_{Va,3}\Gamma_{ca}] V_{0a}(t - T_a), \quad (10)$$

$$V_b(t - T_b) = [T_{Va,1}\Gamma_{ab} + T_{Va,2}(1 + \Gamma_{bb}) + T_{Va,3}\Gamma_{cb}] V_{0b}(t - T_b), \quad (11)$$

$$V_c(t - T_c) = [T_{Va,1}\Gamma_{ac} + T_{Va,3}\Gamma_{bc} + T_{Va,3}(1 + \Gamma_{cc})] V_{0c}(t - T_c). \quad (12)$$

Отметим, что симметрия поперечного сечения рассматриваемого МФ приводит к равенству нулю элементов матриц отражений Γ_{Sm} и Γ_{Lm} , характеризующих моду c . Также симметрия элементов матрицы отражений и равенства $T_{Va,3}$ нулю исключает третью компоненту из выражений (10) и (11). Поэтому дальнейшие преобразования будут для мод a и b .

По аналогии с двухпроводным МФ, в общем виде получены выражения, определяющие амплитуды мод a и b на выходе МФ в виде комбинаций коэффициентов матриц \mathbf{T}_V , \mathbf{T}_I , \mathbf{Z}_{cm} и \mathbf{R}_m при $R_S \neq R_L$. После ряда замен для перехода от форм напряжения мод к их нормированным амплитудам получены

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}\eta_1 Z_a^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)} \times$$

$$\times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)}, \quad (13)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}\eta_2 Z_b^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)} \times$$

$$\times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)}. \quad (14)$$

Равенство правых частей (13) и (14) является условием равенства нормированных амплитуд мод a и b . Тогда после преобразований оно будет иметь следующий вид

$$\frac{Z_a}{Z_b} = -\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{T_{Ia,2}\eta_2}. \quad (15)$$

Из (15) видно, что оно не содержит переменных R_S и R_L , характеризующих окончания МФ. Это означает, что равенство амплитуд мод a и b обеспечивается вне зависимости от их выбора и зависит лишь от параметров поперечного сечения. Критерием оптимизации будет являться минимизация модуля разности правой и левой частей выражения (15).

Методика оптимизации полосковых устройств

На основе полученных критериев (3), (9) и (15), можно сформулировать методику оптимизации полосковых устройств с модальным разложением. Преимуществом этой методики перед другими является применение в качестве критериев оптимизации условий равенства амплитуд в числовом и аналитическом видах, что исключает процедуру вычисления отклика из процесса оптимизации. Методика оптимизации устройств на основе связанных полосковых линий с модальным разложением состоит из следующих шагов.

1. Создание модели поперечного сечения полоскового устройства.

2. Проверка корректности модели за счёт многовариантного моделирования и оценки сходимости результатов моделирования с контрольными значениями (для оценки сходимости могут применяться опубликованные данные, результаты моделирования в других программах, аналитического расчёта и измерений реальных устройств).

3. Выбор критерия оптимальности разрабатываемого устройства и разработка целевой функции (в случае нескольких критериев необходимо определить нормировочные и весовые коэффициенты для многокритериальной целе-

вой функции). Поскольку для ряда полосковых устройств здесь получены критерии оптимальности, то целесообразно их указать:

- условие (3) – для витка в неоднородном диэлектрике с симметричным поперечным сечением и резистивными окончаниями;
- условие (9) – для двухпроводного МФ с произвольными поперечным сечением и резистивными окончаниями в неоднородном диэлектрике;
- условие (15) – для трёхпроводного МФ с центральным сигнальным и двумя симметричными боковыми проводниками, соединёнными на концах с опорной плоскостью, и произвольными резистивными окончаниями сигнального проводника.

Необходимо отметить, что критерием для дополнительной минимизации амплитуды сигнала на выходе двухпроводных устройств является их согласование с трактом, в который они включены. Для устройств с симметричным поперечным сечением этим условием является (4). Использование критерия согласования, требует формулировки многокритериальной целевой функции.

4. Определение границ поиска параметров поперечного сечения (выбор параметров для проектирования полосковых устройств довольно разнообразен, но большинство из них имеют типовые значения, которые применимы для ввода ограничений на поиск).

5. Выбор метода и настройка параметров оптимизации (зависят от выбора конкретного метода). Выбор конкретного метода здесь детально не рассматривается, поскольку он зависит от применяемого программного обеспечения и состава реализованных в нём методов. Выбор параметров может осуществляться на основе эмпирических данных или автоматически.

6. Запуск процесса оптимизации.

7. Анализ полученного решения задачи оптимизации: при необходимости, построение графиков зависимости от параметров алгоритма оптимизации для проверки его сходимости. При необходимости здесь также нужно провести статистический анализ чувствительности найденного оптимального решения к отклонениям реальных параметров от расчетных.

Ниже представлены результаты апробации предложенной методики и оценки ускорения оптимизации за счёт применения разработанных критериев.

Оценка уменьшения вычислительных затрат на оптимизацию

Для апробации методики и оценки ускорения оптимизации за счёт разработанных критериев выполнена оптимизация рассмотренных структур с применением предложенных критериев и с помощью амплитудного критерия, оценка которого выполняется на основе временного отклика. Для оптимизации использованы три метода: генетический алгоритм (ГА) [22], эволюционные стратегии (ЭС) [23] и метод роя частиц (МРЧ) [24]. Первые два относятся к эволюционным алгоритмам и обладают слабой чувствительностью к нерегулярностям целевой функции, наличием случайных ошибок при вычислении функции и высоким быстродействием. Последний метод отличается высокой вычислительной эффективностью и возможностью применения для решения непрерывных и дискретных задач [25].

Параметры каждого метода подбирались так, чтобы общее количество вычислений составило $n=100, 1000, 5000$ и 10000 . Для оценки уменьшения затрат времени выполнены два варианта оптимизации. Задача оптимизации по амплитудному критерию сформулирована в виде целевой функции $F=\min|V(t)|$. Оценка сходимости целевой функции для этого случая выполнена по временному отклику (т.е. путём минимизации модуля максимального элемента вектора напряжений). Вычисление отклика выполняется в частотной области для $m=2^k$ частотных точек на период повторения импульсов для алгоритма быстрого преобразования Фурье [26]. От m зависит корректность результатов анализа и количество учитываемых отражений. Поэтому оптимизация выполнена при разных $k=12, 14, 16$ и 18 . Для второго варианта оптимизации в качестве целевой функции выбраны критерии равенства составляющих отклика: (3) для витка МЛ, (9) для двухпроводного МФ и (15) для трёхпроводного МФ. Корректность результатов оценки уменьшения времени обеспечивается вычислением на трёх рабочих станциях (РС), характеристики которых сведены в таблицу 1. Необходимо отметить, что из-за больших требований к ОЗУ при $n=10000$ оптимизация выполнена только на РС 1.

Таблица 1 – Характеристики РС

Характеристика	РС 1	РС 2	РС 3
Модель ЦП	Intel i9-13900KF	AMD Ryzen 7 6800H	AMD Ryzen 7 3700X
Макс. частота ЦП	5,8 ГГц	4,7 ГГц	4,4 ГГц
Объём ОЗУ	128 Гб	16 Гб	16 Гб
Частота ОЗУ	4000 МГц	4800 МГц	2400 МГц

Оптимизация выполнена для всех структур на рис. 1. При проектировании полосковых устройств зачастую параметры материала основы платы заранее известны, поэтому в качестве варьируемых параметров для всех структур приняты ширина проводников (w) и расстояние между ними (s). Так, значения w и s изменялись в диапазоне от 50 до 1000 мкм. Толщина диэлектрической подложки печатной платы принята $h=720$ мкм, толщина фольги $t=18$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r=8$, длина устройств – $l=300$ мм, а окончания всех устройств – $R=50$ Ом.

Сначала выполнена оптимизация по критерию минимизации модуля разности правой и левой частей условия (3). При вычислениях каждым методом оптимизация запускалась по 5 раз для оценки сходимости параметров поперечного сечения к оптимальным значениям. При вычислении матриц погонных параметров структуры решается СЛАУ порядка N , который определяется сегментацией границ поперечного сечения и оказывает существенное влияние на время их вычисления. Поэтому количество сегментов на границах структуры при моделировании фиксировано, чтобы N оставлять постоянным. В таблицу 2 сведены среднее время одного запуска при оптимизации витка МЛ по временному отклику (T_R) и по условию (3) (T_A), а также их отношение (T_R/T_A) – ускорение оптимизации за счёт аналитического условия.

Таблица 2 – Время (с) и ускорение оптимизации витка МЛ

Метод	n	T_R				T_A	T_R/T_A			
		$k=12$	$k=14$	$k=16$	$k=18$		$k=12$	$k=14$	$k=16$	$k=18$
PC 1										
ГА	100	3,4	13,4	56,5	204,7	0,96	3,5	13,9	58,8	213,3
	1000	32,3	116,4	477,4	1819,5	6,7	4,8	17,3	71,1	271,2
	5000	173,3	634,8	2221,8	9012,9	31,6	5,5	20,1	70,2	284,9
	10000	369,2	1239,8	4603,7	17545,8	65,3	5,7	19,0	70,6	268,9
ЭС	100	3,8	11,6	43,8	165,1	0,69	5,4	16,7	63,4	239,3
	1000	37,4	115,4	422,7	1637,2	6,8	5,5	17,0	62,3	241,5
	5000	191,2	588,3	2111,1	8110,7	32,5	5,9	18,1	65,0	249,9
	10000	397,4	1214,8	4239,1	16226,7	65,2	6,1	18,6	65,1	249,1
МРЧ	100	3,8	11,6	43,6	165,8	0,69	5,5	16,7	63,2	240,3
	1000	37,5	116,4	421,6	1645,5	7,1	5,3	16,4	59,3	231,4
	5000	190,5	590,8	2119,9	8100,3	32,7	5,8	18,1	64,9	247,9
	10000	392,9	1247,7	4298,1	16776,7	65,1	6,0	19,2	66,0	257,7
PC 2										
ГА	100	5,0	18,3	71,8	288,8	1,15	4,3	15,9	62,4	250,8
	1000	45,2	166,7	649,1	2592,6	10,4	4,3	16,0	62,4	249,3
	5000	220,7	833,9	3174,6	13013,9	50,9	4,3	16,4	62,4	255,7
ЭС	100	6,3	18,5	67,3	262,7	1,22	5,1	15,2	55,2	215,7
	1000	62,2	184,7	676,1	2623,0	11,6	5,4	16,0	58,4	226,6
	5000	316,8	950,9	3363,1	13281,9	52,8	6,0	18,0	63,6	251,4
МРЧ	100	6,2	18,4	67,4	262,6	1,07	5,8	17,2	63,0	245,4
	1000	62,4	184,6	670,2	2587,1	10,5	5,9	17,5	63,6	245,5
	5000	315,4	938,7	3366,4	13275,3	52,7	6,0	17,8	63,9	252
PC 3										
ГА	100	5,5	16,8	66,1	263,8	1,5	3,7	11,2	44,0	175,7
	1000	51,3	162,4	608,0	2401,7	13,6	3,8	12,0	44,8	177,0
	5000	212,1	765,5	2916,0	11335,3	67,2	3,2	11,4	43,4	168,6
ЭС	100	5,9	17,4	63,7	243,6	1,54	3,8	11,3	41,5	158,6
	1000	57,7	168,8	621,0	2439,8	14,6	4,0	11,6	42,6	167,4
	5000	296,8	864,2	3024,5	11790,5	69,0	4,3	12,5	43,8	170,8
МРЧ	100	5,7	17,8	61,7	254,1	1,38	4,1	12,9	44,7	184,4
	1000	57,1	171,0	623,1	2383,6	13,8	4,1	12,4	45,1	172,7
	5000	281,2	870,3	3119,8	11879,5	69,2	4,1	12,6	45,1	171,8

Из таблицы 2 видно, что затраты времени на оптимизацию по временно-му отклику имеют линейную зависимость от n для всех k . Также затраты существенно зависят от k , но, как и для n , эта зависимость линейна. При увеличении k от 12 до 18 среднее время оптимизации возрастает в 40–60 раз, причём больший рост наблюдается при $n=100$ и 1000. Примечательно, что время вычислений разными методами сопоставимо (поскольку параметры всех методов выбраны так, чтобы обеспечить фиксированное n), а различия связаны лишь с программной реализацией алгоритмов методов и особенностями самих методов. Также, из таблицы 2 видна линейная зависимость времени оптимизации по условию (3) от n . Кроме того, можно увидеть, что затраты времени на оптимизацию для PC 2 и 3 выше, чем для PC 1. Поскольку зависимости T_R и T_A от n имеют одинаковый линейный характер, то T_R/T_A практически не зависит от n ,

что видно из таблицы 2. Наибольшее ускорение выявлено при оптимизации с помощью ГА для РС 1, тогда как при ЭС и МРЧ оно ниже. Для других РС этого не наблюдается. Среднее ускорение при $k=12$ составило 5,4 раза для РС 1, 5,2 раза для РС 2, а 3,9 раза для РС 3. При увеличении k наблюдается схожий характер ускорения, что также подтверждает зависимость ускорения от характеристик РС. Из таблицы 2 также видно, что при $n=100$ для всех методов выявлено наименьшее ускорение, которое является искусственным из-за малого T_R . При росте k до 18 ускорение линейно возрастает для всех РС, однако этот рост разный и зависит как от характеристик РС, так и погрешностей из-за округления при расчёте времени. Максимальное ускорение выявлено для РС 1 и составило 284,9 раза (при $n=5000$ и $k=18$), а среднее ускорение для всех методов – 253,6 раза. Для других РС ускорение ниже, но также существенно (243,6 раза для РС 2 и 171,9 раза для РС 3). Таким образом, применение аналитического условия (3) даёт существенное ускорение оптимизации по сравнению с оптимизацией по отклику. Примечательно, что условие получено в числовом виде и требует расчёта лишь 2 параметров.

Аналогичные вычисления выполнены для двухпроводного МФ при тех же параметрах оптимизации и вычисления временного отклика (таблица 3). Критерием для второго случая принята минимизация разности модуля правой и левой частей условия (9).

Таблица 3 – Время (с) и ускорение оптимизации двухпроводного МФ

Метод	N	T_R				T_A	T_R/T_A			
		k=12	k=14	k=16	k=18		k=12	k=14	k=16	k=18
РС 1										
ГА	100	3,8	13,3	53,2	203,1	1,0	3,8	13,3	53,3	203,5
	1000	33,5	121,6	459,7	1856,4	6,7	5,0	18,3	69,0	278,8
	5000	165,8	643,0	2266,4	9713,5	32,0	5,2	20,1	70,8	303,4
	10000	363,1	1260,2	4636,2	18500,4	65,1	5,6	19,3	71,2	284,0
ЭС	100	4,1	12,8	49,2	183,3	0,7	5,9	18,3	70,4	262,5
	1000	41,0	129,1	479,3	1855,5	6,8	6,0	18,9	70,2	271,9
	5000	209,7	667,2	2404,7	9132,2	32,7	6,4	20,4	73,7	279,7
	10000	430,3	1342,0	4879,7	18541,1	65,2	6,6	20,6	74,8	284,2
МРЧ	100	4,3	13,3	48,0	187,3	0,7	6,2	19,2	69,3	270,5
	1000	40,2	128,7	475,3	1825,0	6,6	6,1	19,6	72,4	278,0
	5000	204,3	656,1	2361,7	9054,4	32,6	6,3	20,1	72,5	278,0
	10000	414,1	1348,0	4731,7	18167,8	65,3	6,3	20,6	72,5	278,3
РС 2										
ГА	100	5,5	21,0	82,1	324,1	1,6	3,5	13,1	51,3	202,4
	1000	51,1	190,2	756,8	3011,2	14,6	3,5	13,0	51,9	206,3
	5000	253,6	941,6	3694,0	14709,3	71,3	3,6	13,2	51,8	206,4
ЭС	100	6,9	20,7	77,3	295,8	1,5	4,6	13,9	51,8	198,4
	1000	67,7	207,7	760,0	2962,1	14,7	4,6	14,1	51,6	201,2
	5000	347,6	1049,0	3832,9	15212,3	73,2	4,7	14,3	52,4	207,8
МРЧ	100	7,2	21,6	81,4	297,6	1,5	4,9	14,7	55,6	203,1
	1000	70,2	207,5	768,0	2975,8	14,8	4,7	14,0	51,9	201,2
	5000	352,2	1053,6	3830,5	15062,7	73,5	4,8	14,3	52,1	205

PC 3										
ГА	100	5,9	19,3	74,7	302,6	1,5	3,9	12,9	49,8	201,6
	1000	54,1	171,7	673,7	2652,1	13,6	4,0	12,6	49,6	195,2
	5000	233,8	933,7	3284,2	13175,6	66,1	3,5	14,1	49,7	199,4
ЭС	100	7,1	20,2	70,0	274,6	1,5	4,7	13,5	46,8	183,3
	1000	62,7	186,7	692,1	2667,1	14,5	4,3	12,9	47,8	184,2
	5000	319,7	947,0	3443,7	14828,2	69,2	4,6	13,7	49,8	214,4
МРЧ	100	6,1	21,2	79,3	278,5	1,4	4,5	15,4	57,8	203,0
	1000	62,6	181,4	691,6	2699,6	13,8	4,5	13,2	50,2	196,0
	5000	310,9	1023,0	3424,7	13542,3	68,8	4,5	14,9	49,8	172,6

Из таблицы 3 видно, что зависимости T_R и T_A от n и k схожи с приведенными в таблице 2, а наибольшее ускорение, как и ранее, выявлено при оптимизации с помощью ГА для PC 1 и составило 303,4 раза при $n=5000$ и $k=18$. Между тем при использовании ГА не наблюдается существенного выигрыша в ускорении по сравнению с ЭС и МРЧ, как это выявлено при оптимизации витка МЛ. Среднее ускорение для PC 1 составило 279 раз, PC 2 – 203,5 раза, PC 3 – 194,1 раза.

Аналогичные оценки получены для трёхпроводного МФ по критерию минимизации правой и левой частей условия (15) (таблица 4). Видно, что время оптимизации по условию возросло более чем вдвое, что вызвано увеличением времени расчёта матриц параметров (поскольку они рассчитываются уже для трёхпроводной структуры).

Таблица 4 – Время (с) и ускорение оптимизации трёхпроводного МФ

Метод	N	T_R				T_A	T_R/T_A			
		k=12	k=14	k=16	k=18		k=12	k=14	k=16	k=18
PC 1										
ГА	100	4,8	14,1	52,6	210,9	1,9	2,6	7,5	28,0	112,2
	1000	45,8	135,3	502,7	2012,7	17,1	2,7	7,9	29,5	118,0
	5000	238,1	671,7	2481,0	9866,0	81,2	2,9	8,3	30,6	121,5
	10000	553,5	1399,9	5051,7	20226,1	165,2	3,3	8,5	30,6	122,4
ЭС	100	5,0	14,0	52,7	212,3	1,9	2,7	7,6	28,5	114,8
	1000	47,8	140,5	530,0	2072,1	17,2	2,8	8,2	30,9	120,6
	5000	247,4	700,1	2585,9	10291,2	83,4	3,0	8,4	31,0	123,4
	10000	559,1	1437,3	5143,5	20487,0	166,9	3,3	8,6	30,8	122,7
МРЧ	100	4,8	13,9	52,5	210,8	1,7	2,7	8,0	30,2	121,1
	1000	47,8	140,0	525,9	2080,5	16,7	2,9	8,4	31,4	124,3
	5000	248,0	693,8	2590,9	10257,7	83,7	3,0	8,3	31,0	122,6
	10000	560,5	1424,3	5106,4	20201,0	167,2	3,4	8,5	30,5	120,8

PC 2										
ГА	100	8,8	24,1	86,1	334,3	3,3	2,6	7,2	25,8	100,4
	1000	84,9	234,6	832,5	3248,4	32,2	2,6	7,3	25,9	101,0
	5000	463,7	1186,2	4144,1	16358	159,3	2,9	7,4	26,0	102,7
ЭС	100	8,9	24,1	85,8	331,2	3,3	2,7	7,3	25,9	100,2
	1000	87,3	241,5	858,6	3325,5	33,0	2,6	7,3	26,0	100,8
	5000	484,0	1228,9	4284,8	16918,4	166,0	2,9	7,4	25,8	101,9
МРЧ	100	8,9	24,3	86,5	334,1	3,3	2,6	7,2	25,8	100,4
	1000	88,0	244,2	863,2	3338,8	33,3	2,6	7,1	25,0	97,6
	5000	485,9	1238,3	4313,1	17022,2	165,6	2,8	7,2	25,0	98,8
PC 3										
ГА	100	8,2	22,1	79,2	321,1	3,0	2,7	7,3	26,2	106,4
	1000	79,0	219,3	788,1	3043,4	28,2	2,8	7,8	28,0	108,0
	5000	414,7	1081,0	3950,1	15247,5	140,1	3,0	7,7	28,2	108,8
ЭС	100	8,4	23,5	79,4	317,0	3,2	2,7	7,4	25,2	100,6
	1000	81,8	223,3	802,5	3223,9	29,9	2,7	7,5	26,8	107,7
	5000	431,7	1134,3	3951,5	15253,2	149,0	2,9	7,6	26,5	102,4
МРЧ	100	8,4	23,2	83,3	315,7	3,1	2,7	7,5	27,1	102,7
	1000	83,4	230,1	833,9	3164,6	29,3	2,8	7,9	28,5	108,0
	5000	440,8	1106,7	3943,6	15222,6	149,9	2,9	7,4	26,3	101,5

Из таблицы 4 видно, что ускорение оптимизации для PC 1, по-прежнему, выше, чем для других. Характер изменения ускорения для всех методов также остаётся линейным и не зависит от выбора конкретного метода. Среднее ускорение для PC 1 составило 121,1 раза, для PC 2 – 100,4 раза, а для PC 3 – 105,1 раза.

Таким образом, на основе представленных оценок для трёх исследованных структур можно сделать вывод о существенном ускорении оптимизации за счёт применения для этого условий равенства амплитуд составляющих отклика на их выходе, полученных в числовом и аналитическом видах.

Сравнение откликов на выходе структур с оптимальными параметрами

После каждого запуска оптимизации получены наборы оптимальных параметров для каждого случая. Необходимо отметить, что эти наборы оказались разными, поскольку задача оптимизации имеет множество локальных минимумов, но не имеет глобального. Это связано с тем, что целевая функция для каждой структуры может обеспечиваться разными наборами параметров их поперечного сечения. В качестве примера для каждой структуры приняты два набора параметров, полученные в результате оптимизации: по отклику (набор 1) и по аналитическим условиям (набор 2). Они получены в результате оптимизации с помощью ГА при $n=5000$ (200 особей, 25 поколений) (таблица 5).

Таблица 5 – Параметры поперечного сечения, полученные в ходе оптимизации

Набор	Виток МЛ		Двухпроводный МФ		Трёхпроводный МФ		
	w, мкм	s, мкм	w, мкм	s, мкм	w ₁ , мкм	w ₂ , мкм	s, мкм
1	64	51	880	802	1000	491	1000
2	91	143	209	945	993	51	113

С помощью аналитических моделей из [17–19] вычислены временные отклики на выходе всех структур. Дополнительно для подтверждения достоверности выполнено моделирование в ПО ADS [27]. Поскольку условие (3) получено при условии (4), то при аналитическом и численном вычислениях отклика сопротивления на концах витка МЛ приняты равными правой части (4), а для МФ все сопротивления на концах структуры приняты по 50 Ом. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с э.д.с. 1 В с длительностями фронта и спада по 50 пс, а плоской вершины – 100 пс (параметры выбраны из соображений полного разложения). Полученные отклики на выходе витка МЛ показаны на рис. 3, для двухпроводного МФ – на рис. 4, а трёхпроводного – на рис. 5.

Из рис. 3 видно, что формы напряжений, вычисленные в ADS и по модели, хорошо согласуются (наблюдается незначительное отличие задержек составляющих). На выходе витка для каждого из наборов наблюдается выравнивание амплитуд только двух составляющих, поскольку выравнивание амплитуд всех составляющих трудно обеспечить выбором лишь двух параметров поперечного сечения. Максимальный уровень напряжения на выходе витка определяется амплитудами мод и при оптимизации по условию (3) он составил 224 мВ при $(Z_e Z_o)^{0.5} = 96,2$ Ом, а по отклику – 237 мВ при $(Z_e Z_o)^{0.5} = 94,47$ Ом (при аналитическом вычислении).

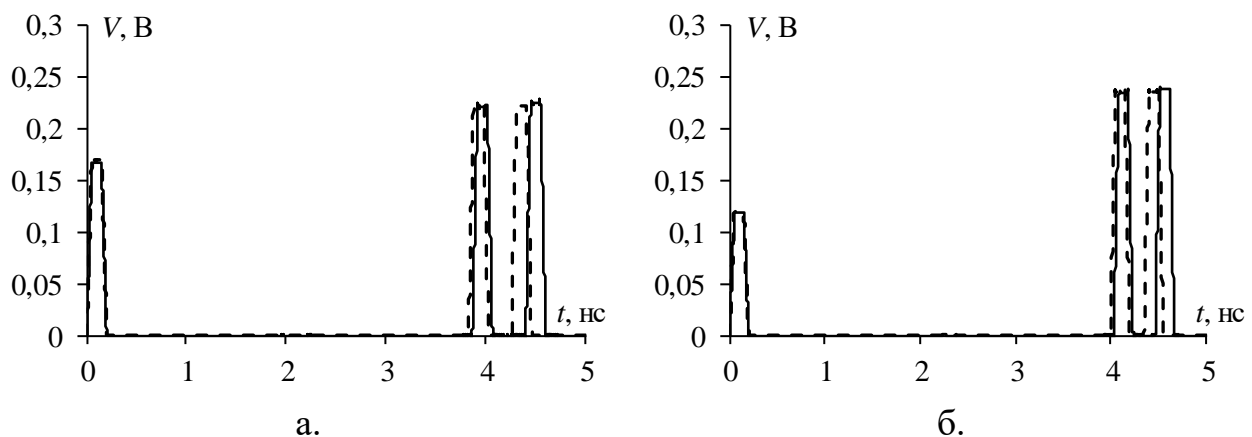


Рис. 3. Формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные с помощью аналитической модели (--) и в ADS (—) в результате оптимизации по условию (3) (а) и с временным откликом (б)

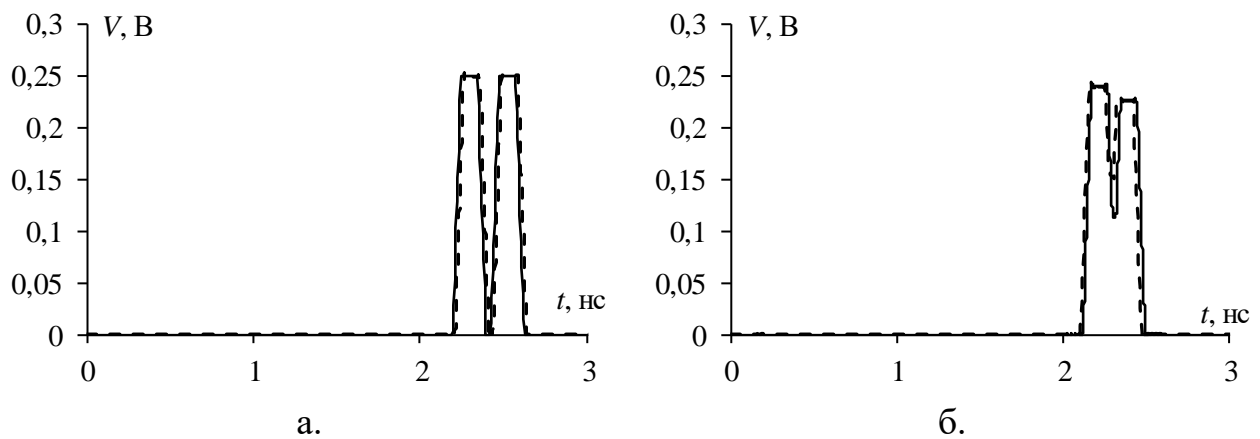


Рис. 4. Формы напряжения на выходе активного проводника двухпроводного МФ, полученные с помощью аналитической модели (--) и в ADS (—) в результате оптимизации по условию (9) (а) и с временным откликом (б)

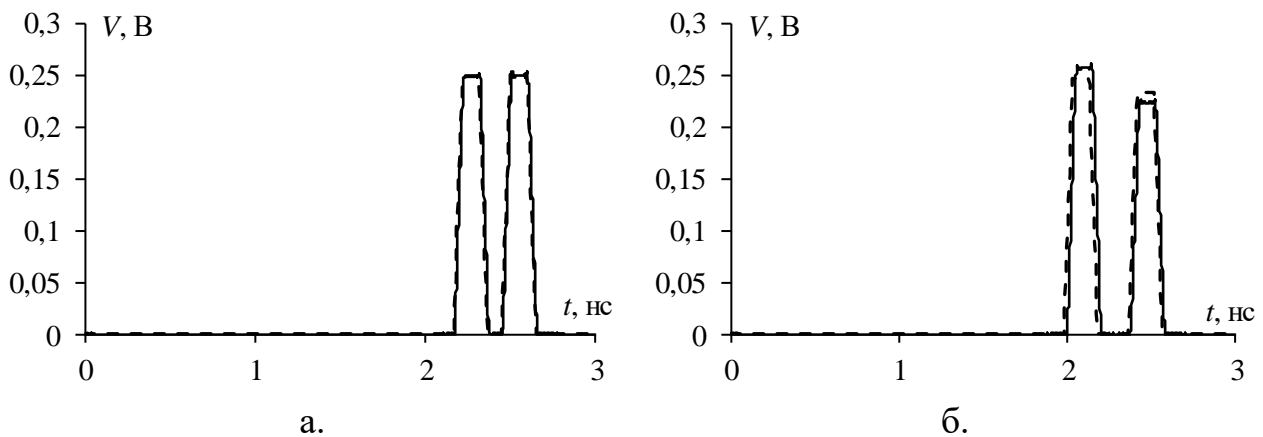


Рис. 5. Формы напряжения на выходе активного проводника трёхпроводного МФ, полученные с помощью аналитической модели (--) и в ADS (—) в результате оптимизации по условию (15) (а) и с временным откликом (б)

На выходе двухпроводного МФ (рис. 4) уровень напряжения при оптимизации по условию (9) составил 249 мВ, а по временному отклику – 239 мВ (отличие не более 4,2%). Нужно отметить, что при оптимизации по отклику не обеспечивается равенство амплитуд составляющих, и они частично накладываются. На выходе трёхпроводного МФ (рис. 5) при оптимизации по условию (15) амплитуды составляющих равны, а уровень напряжения составил 250 мВ. При оптимизации по временному отклику амплитуды составляющих не равны, а максимальный уровень составил 259 мВ.

Для доказательства применимости условия (3) при оптимизации витка, дополнительно выполнена оптимизация по трём параметрам: w , s и h . Диапазон изменения w и s прежний, а h варьировалась в диапазоне от 100 до 3000 мкм. В результате получен следующий набор параметров: $w=154$ мкм, $s=57$ мкм, $h=2849$ мкм (набор 1). Оптимизация по отклику дала: $w=126$ мкм, $s=52$ мкм, $h=1993$ мкм (набор 2). Временные отклики, вычисленные в разных программах, показаны на рис. 6.

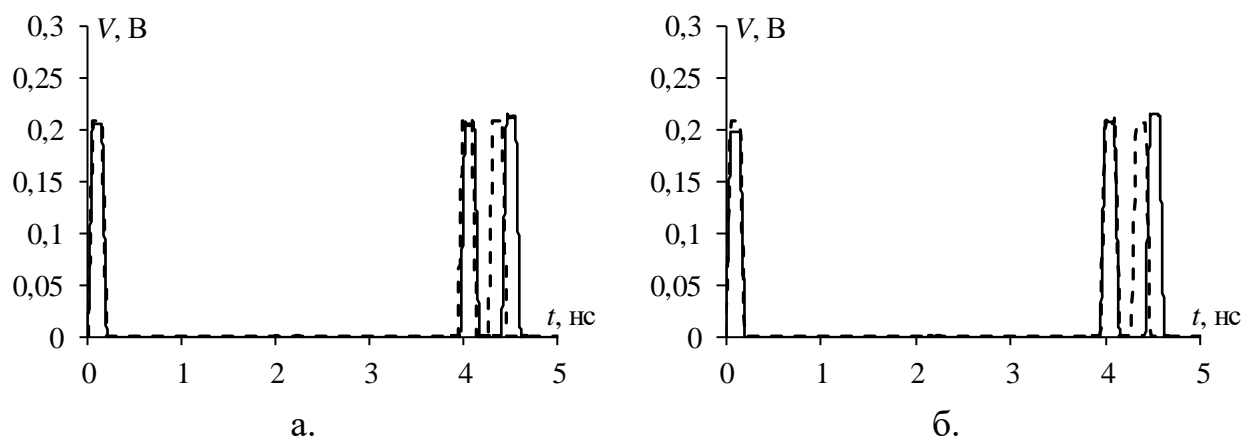


Рис. 6. Формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные с помощью аналитической модели (--) и в ADS (—) в результате оптимизации по условию (3) (а) и с временным откликом (б)

Из рис. 6 видно, что формы напряжения хорошо согласуются по амплитуде, но отличаются по задержкам составляющих. Также видно, что оптимизация по трём параметрам обеспечивает выравнивание амплитуд всех составляющих. Максимальный уровень выходного напряжения для набора 1 составил 208 мВ, а набора 2 – 211 мВ.

Выводы

Предложена методика оптимизации устройств защиты от импульсных воздействий на основе связанных полосковых линий с модальным разложением. Она основана на применении условий равенства нормированных амплитуд составляющих отклика на выходе таких устройств, полученных в числовом и аналитическом видах, в качестве критериев оптимизации. Это позволяет уменьшить время оптимизации за счёт исключения из него расчёта временного отклика. Методика апробирована разными методами оптимизации: МРЧ, ЭС и ГА. Исследованы три структуры: виток МЛ, двухпроводный и трёхпроводный МФ. Анализ полученных результатов показал, что использование условий равенства амплитуд составляющих отклика в качестве критериев позволяет существенно (до 300 раз для рассмотренных структур) уменьшить общее время оптимизации. Для апробации методики и применения условий в качестве критериев, вычислены временные отклики структур с оптимальными параметрами.

Для обеспечения корректности результатов оптимизация выполнена на трёх РС с различными характеристиками. Выявлено, что затраты времени на оптимизацию практически не зависят от выбора метода оптимизации, поскольку их параметры подбирались так, чтобы обеспечить одинаковое количество вычислений. Выявлена линейная зависимость ускорения от количества вычислений n и степени двойки k , определяющей количество частотных точек на период повторения импульсов для алгоритма быстрого преобразования Фурье.

Сравнение откликов структур с оптимальными параметрами показало, что, несмотря на различия при их оптимизации с разными целевыми функциями, существенное уменьшение времени при незначительных отличиях ампли-

туд делает целесообразным применение условий в качестве критериев для быстрой параметрической оптимизации.

Работа выполнена в рамках проекта FEWM-2024-0005 Минобрнауки России.

Литература

1. Li Q., Cao W., Ding J., Fang J., Sun J., Guo C. Research on High-Power Electromagnetic Effect and Protective Technology of Electronic Equipments // 2022 IEEE 9th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE). – Chengdu, China, 2022. – С. 333-337.

2. Radasky W. A., Hoad R. Recent Developments in High Power EM (HPEM) Standards With Emphasis on High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and Intentional Electromagnetic Interference (IEMI) // IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications. 2020. Vol. 2. № 3. pp. 62-66.

3. Сахаров К. Ю., Соколов А. А., Михеев О. В. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов // Технологии ЭМС. 2006. № 3 (18). С. 36–45.

4. Guillette D. S., Christodoulou C., Clarke T. J. Intentional electromagnetic irradiation of a microcontroller // 2019 International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA). – Spain, 09–13 September 2019. – P. 1214–1218.

5. Гизатулин Р. М., Гизатулин З. М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания: монография. – Казань: Изд-во Казанский национальный исследовательский технический университет имени А. Н. Туполева, 2014. – 142 с.

6. Газизов Т. Р., Заболоцкий А. М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов // Технологии ЭМС. 2006. № 4. С. 40–44.

7. Самотин И. Е., Заболоцкий А. М., Газизов Т. Р. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе: моногр. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 208 с.

8. Nosov A. V., Surovtsev R. S., Gazizov T. T., Gazizov T. R. Parametric Optimization of Protective Meander Line Turn in Air Filling by Genetic Algorithm // Proc. of 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Novosibirsk, 2017. – P. 453–458.

9. Malygin K. P., Surovtsev R. S., Nosov A. V. Analysis and optimization of a turn of a meander line with broadside coupling with temperature effect // Proceedings of 2022 international Ural conference on electrical power engineering (UralCon). – Magnitogorsk, Lake Bannoye, Sept. 23–25, 2022. – P. 273–278.

10. Malygin K. P., Surovtsev R.S., Nosov A. V. Analysis and parametric optimization of a turn of a meander microstrip line in various environments // Proceedings of the 2023 international conference on industrial engineering, applications and manufacturing (ICIEAM-2023). – Sochi, Russia, May 15–19, 2023. – P. 294–299.
11. Jackson J. D. Classical electrodynamics. – New York: John Wiley & Sons, 1962. – 641 p.
12. Djordjevic A. R., Sarkar T. K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. Vol. 35. № 10. P. 898–908.
13. Achar R., Nakhla M. S. Simulation of high-speed interconnects // Proceedings of the IEEE. 2001. Vol. 89. № 5. P. 693–728.
14. Gazizov T. R. Analytic expressions for MoM calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proc. Of the 2001 IEEE EMC Symposium. Montreal, Canada, 2001. Vol. 1. P. 151–155.
15. Грачев Н. Н., Лазарев Д. В. Вопросы оптимизации проектирования РЭС с учетом ЭМС // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2012. № 3. С. 31–39.
16. Муратов А. В., Иванов С. В. Оптимизация проектирования и подготовки производства радиоэлектронных модулей при создании радиотехнических систем и устройств // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. № 1. С. 117–124.
17. Surovtsev R. S., Nosov A. V., Gazizov T. R. Comparison of Time Responses of a Meander Line Turn to Ultrashort Pulse Excitation // IEEE Transactions in Electromagnetic Compatibility. 2022. Vol. 64. № 4. pp. 1265–1269.
18. Кенжегулова З. М., Суrowцев Р. С., Хажобеков Р. Р. Сравнение временных откликов асимметричного модального фильтра, полученных разными подходами // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2022. Т. 25. № 2. С. 53–59.
19. Sagiyeva I. Y., Zhechev Y. S., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S., Gazizov T. R. Modal filter based on a microstrip line with two side conductors grounded at both ends // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2023. Vol. 65. № 55. P. 1371–1378.
20. Surovtsev R. S., Nosov A. V., Zabolotsky A. M. Simple Method of Protection against UWB Pulses Based on a Turn of Meander Microstrip Line // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – 2015. – P. 175–177.
21. Park S. W., Xiao F., Kami Y. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain // IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility. 2010. Vol. 52. P. 436–446.
22. Gad A. F. Pygad: An intuitive genetic algorithm python library // Multimedia Tools and Applications. 2023. С. 1–14.

23. Beyer H. G., Schwefel H. P. Evolution strategies – A comprehensive introduction // *Natural Computing*. 2002. № 1. С. 3–52.

24. Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization // *Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation (CEC 99)*. – Washington: IEEE, 1999. – P. 1951–1957.

25. Kennedy J., Eberhart R. C. Discrete binary version of the particle swarm algorithm // *Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*. – Orlando, 1997. – P. 4104–4108.

26. Куксенко С. П., Газизов Т. Р., Квасников А. А., Демаков А. В., Иванов А. А., Ключкин Д. В., Алхадж Хасан А., Максимов А. Е., Осинцев А. В. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР // *Наноиндустрия*. 2023. Т. 16. № S9-1(119). С. 170–178.

27. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software> (дата обращения: 20.01.2024).

References

1. Li Q., Cao W., Ding J., Fang J., Sun J., Guo C. Research on High-Power Electromagnetic Effect and Protective Technology of Electronic Equipments 2022 *IEEE 9th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE)*, Chengdu, China, 2022, pp. 333–337.

2. Radasky W. A., Hoad R. Recent Developments in High Power EM (HPEM) Standards With Emphasis on High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and Intentional Electromagnetic Interference (IEMI) *IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications*, 2020, Vol. 2, no. 3, pp. 62–66.

3. Sakharov K. Yu., Sokolov A. A., Mikheev O. V. Issledovanie funkcionirovaniya localnoi vychislitelnoi seti v usloviyah vozdeystviya sverhkorotkih elektromagnitnykh impulsov [Study of the functioning of a local computer network under the influence of ultrashort electromagnetic pulses]. *Technologies of electromagnetic compatibility*, 2006, no. 3 (18), pp. 36–45 (in Russian).

4. Guillet D. S., Christodoulou C., Clarke T. J. Intentional electromagnetic irradiation of a microcontroller. *2019 International conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA)*, Spain, 09–13 September 2019, pp. 1214–1218.

5. Gizatulin R. M., Gizatulin Z. M. *Pomehaustojchivost I informacionaya bezopasnost vychislitlnoy tehniky pri electromagnitnykh vozdeystviyah po seti electropitaniya* [Noise immunity and information security of computer technology under electromagnetic influences on the power supply network: monograph]. Kazan, Kazan State Technical. University for publishing house, 2014, 142 p. (in Russian).

6. Gazizov T. R., Zabolotskiy A. M. Modal'noe razlozhenie impul'sa v otrezkah svyazannykh liniy kak novyi princip zashchity ot sverhkorotkih impul'sov [Modal decomposition of a pulse in segments of coupled lines as a new principle of

protection against ultrashort pulses]. *Technologies of electromagnetic compatibility*, 2006, no. 3, pp. 40–44 (in Russian).

7. Samotin I. E., Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. *Cable and stripline modal filters. Modal pulse decomposition in cable and strip structures and development of protection devices based on it*. Germany, Saarbrücken, LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co, 2012, pp. 208.

8. Nosov A. V., Surovtsev R. S., Gazizov T. T., Gazizov T. R. Parametric Optimization of Protective Meander Line Turn in Air Filling by Genetic Algorithm. *Proc. of 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON)*, Novosibirsk, 2017, pp. 453–458 (in Russian).

9. Malygin K. P., Surovtsev R. S., Nosov A. V. Analysis and optimization of a turn of a meander line with broadside coupling with temperature effect. *Proc. of 2022 Int. Ural conference on electrical power engineering (UralCon)*. Magnitogorsk, Lake Bannoye, Sept. 23–25, 2022, pp. 273–278 (in Russian).

10. Malygin K. P., Surovtsev R. S., Nosov A. V. Analysis and parametric optimization of a turn of a meander microstrip line in various environments. *Proc. of the 2023 Int. conf. on industrial engineering, applications and manufacturing (ICIEAM-2023)*. Sochi, Russia, May 15–19, 2023, pp. 294–299 (in Russian).

11. Jackson J. D. *Classical electrodynamics*. New York, John Wiley & Sons, 1962. 641 p.

12. Djordjevic A. R., Sarkar T. K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1987, vol. 35, no 10, pp. 898–908.

13. Achar R., Nakhla M. S. Simulation of high-speed interconnects. *Proceedings of the IEEE*, 2001, vol. 89, no. 5, pp. 693–728.

14. Gazizov T. R. Analytic expressions for MoM calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries. *Proc. Of the 2001 IEEE EMC Symposium*. Montreal, Canada, 2001, vol. 1, pp. 151–155.

15. Grachev N. N., Lazarev D. V. Voprosy optimizatsyi proektirovaniya RES s uchetom EMS [Issues of optimizing the design of electronic distribution systems taking into account EMC]. *Modern Science: actual problems of theory and practice. Series Natural and Technical Sciences*, 2012, no. 3, pp. 31–39 (in Russian).

16. Muratov A. V., Ivanov S. V. Optimizatsiya proektirovaniya i podgotovki proizvodstva radioelektronnykh modulei pri sozdanii radiotekhnicheskikh sistem i ustroystv [Optimization of the design and preparation of production of radio-electronic modules when creating radio engineering systems and devices]. *Bulletin of Voronezh state technical University*, 2012, no. 1, pp. 117–124 (in Russian).

17. Surovtsev R. S., Nosov A. V., Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. Comparison of Time Responses of a Meander Line Turn to Ultrashort Pulse Excitation. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2022, vol. 64, no. 4, pp. 1265–1269.

18. Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S., Khazhibekov R. R. Sravnenie vremennikh otklikov asimmetrichnogo modalnogo filtra, poluchennikh raznimi podkhodami [Comparison of time responses of an asymmetric modal filter obtained

by different approaches]. *Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*, 2022, vol. 25, no. 2, pp. 53–59 (in Russian).

19. Sagiyeva I. Y., Zhechev Y. S., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S., Gazizov T. R. Modal filter based on a microstrip line with two side conductors grounded at both ends. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2023, vol. 65, no. 55, pp. 1371–1378.

20. Surovtsev R. S., Nosov A. V., Zabolotsky A. M. Simple Method of Protection against UWB Pulses Based on a Turn of Meander Microstrip Line. *16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*, 2015, pp. 175–177 (in Russian).

21. Park S. W., Xiao F., Kami Y. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain. *IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility*, 2010, vol. 52, pp. 436–446.

22. Gad A. F. Pygad: An intuitive genetic algorithm python library. *Multimedia Tools and Application*, 2023, pp. 1–14.

23. Beyer HG., Schwefel HP. Evolution strategies – A comprehensive introduction. *Natural Computing*, no. 1, 2002, pp. 3–52.

24. Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization. *Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation (CEC 99)*, Washington: IEEE, 1999, pp. 1951–1957.

25. Kennedy J., Eberhart R. C. Discrete binary version of the particle swarm algorithm. *Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, Orlando, 1997, pp. 4104–4108.

26. Kuksenko S. P., Gazizov T. R., Kvasnikov A. A., Demakov A. V., Ivanov A. A., Klyukin D. V., Alhadzh Khasan A., Maksimov A. E., Osintsev A. V. Razrabotka programmogo obespecheniya dlya modelirovaniya radioelektronnikh sredstv s uchetom elektromagnitnoi sovместимости v TUSUR [Development of software for modeling radio-electronic equipment taking into account electromagnetic compatibility in TUSUR]. *Nanoindustriya [Nanoindustry]*, 2023, vol. 16, no. S9-1(119), pp. 170–178.

27. PathWave Advanced Design System (ADS). Available at: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (accessed: 20.01.2024).

Статья поступила 21 февраля 2024 г.

Информация об авторах

Карри Салим – кандидат технических наук, аспирант кафедры телевидения и управления, ассистент, младший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромаг-

нитная совместимость, проектирование устройств защиты от кондуктивных помех. E-mail: karrisalim.h@gmail.com

Суровцев Роман Сергеевич – кандидат технических наук, докторант, доцент кафедры телевидения и управления, старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромагнитная совместимость, численные методы, ускорение задач моделирования, защита от кондуктивных помех. E-mail: surovitsevrs@tu.tusur.ru

Микола Павел Владимирович – аспирант кафедры телевидения и управления, инженер научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромагнитная совместимость, защита от импульсных помех, аналитические модели. E-mail: nikolapavell@gmail.com

Скорняков Иван Анатольевич – аспирант кафедры телевидения и управления, ассистент, младший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромагнитная совместимость, целостность сигналов, перекрёстные помехи, меандровые линии. E-mail: ivan_sk94@mail.ru

Адрес: 634050, г. Томск, пр. Ленина 40.

Methodology for optimisation of strip devices based on coupled lines with modal decomposition

S. Karri, R. S. Surovtsev, P. V. Mikola, I. A. Skornyakov

Purpose. Radioelectronic devices are widely used in various fields of science and technology. Trends in their development are aimed at increasing the operating frequencies, reducing the voltages of the signals used, and increasing the density of PCB tracing and element layout. This leads to lowering the threshold of their sensitivity to electromagnetic interference (EMI). One of the new approaches to protection against EMI is the use of stripline structures with modal decomposition. These structures enable EMI decomposition into components of smaller amplitudes. Designing such devices requires optimisation of cross-sectional parameters according to one or several criteria for which evolutionary methods of optimisation are used. The main criteria include impedance matching and minimisation of the voltage amplitude at the device output (amplitude criterion), which is achieved by equalising the amplitude of the decomposition components. Amplitude criterion convergence is determined by calculating the time response at the output, due to which the time cost of optimisation is high and needs to be reduced. It is noteworthy that the conditions of equality of response components at the output of strip devices can be obtained analytically. Their application as criteria of the target function will allow excluding the calculation of the time response from the optimisation process, thus reducing the time cost. **Aim** of this work is to develop criteria and create a methodology to optimise strip devices based on modal decomposition. **Methods.** To obtain the conditions, we used simple analytical approaches proposed to analyse the time response in coupled transmission lines. To calculate the linear parameters of strip devices and the time response, we used a quasi-static approach. To validate the methodology and estimate the acceleration, we used genetic algorithm, evolutionary strategies and particle

swarm method. Novelty. The methodology novelty is determined by the use of conditions for amplitude equality. These conditions are obtained in numerical and analytical forms as optimisation criteria and exclude the procedure of calculating responses from the optimisation problem. Results. The developed methodology of parametric optimisation of stripline devices with modal decomposition differs in that it applies the conditions of equality of normalised amplitudes of response components at the device output. It is shown that when using the proposed conditions as criteria, the average optimisation acceleration reaches 185.8 times and does not depend on the choice of the optimisation method. The highest acceleration is observed for two-wire devices, and the smallest - for three-wire modal filters. This may be caused by the increase in the cost of calculating the matrices of the linear parameters of the devices due to the increase in the number of their conductors. In addition, it was revealed that the relationship between the acceleration and the number of calculations and time samples on the excitation edge when calculating the time response has the linear character. Comparison of the voltage waveforms at the output of strip devices, which were obtained during optimisation using different target functions, proved the applicability of the conditions as criteria.

Key words: *electromagnetic compatibility, interference, protection, modal signal distortion, strip devices, optimisation, evolutionary methods, acceleration.*

Information about Authors

Salim Karri – Ph.D. of Engineering Sciences, Doctoral Student, Assistant at the Department of Television and Control, Research Assistant at the Research Laboratory "Security and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Devices". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility, design of devices protecting against conducted interference. E-mail: karrisalim.h@gmail.com

Roman Sergeevich Surovtsev – Ph.D. of Engineering Sciences, Doctoral Candidate, Associate Professor at the Department of Television and Control, Senior Research Officer at the Research Laboratory "Security and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Devices". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility, numerical methods, simulation problems acceleration, protection against conducted interference. E-mail: surovtsevrs@gmail.com

Pavel Vladimirovich Mikola – Doctoral Student, Engineer at the Research Laboratory "Security and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Devices". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility, protection against pulse interference, analytical models. E-mail: mikolapavell@gmail.com

Ivan Anatol'evich Skornyyakov – Doctoral Student, Assistant at the Department of Television and Control, Research Assistant at the Research Laboratory "Security and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Devices". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility, signal integrity, crosstalk, meander lines. E-mail: ivan_sk94@mail.ru

Address: 634050, Tomsk, Lenin avenue, 40.