

Математическое моделирование идентификации топологии антенн бортового радиоэлектронного оборудования на планере самолета

Разработан метод оптимального размещения антенн на планере самолета. Получен вид частотного анализа, позволяющий выявить частотные каналы проникновения электромагнитных помех в радиоприемные устройства. При этом определяются граничные значения частот полосы излучения передатчиков, граничные значения полосы пропускания приемников и полосы пораженных частот приемников для граничных частот полосы излучения и полосы пропускания. В случае выявления частотного канала проникновения непреднамеренных электромагнитных помех проводится энергетический анализ, являющийся конечным этапом оценивания электромагнитной совместимости. Определяется мощность проникновения непреднамеренных электромагнитных помех, принимаемых антенной приемника. В качестве параметра мощности используется индекс влияния между передающими и приемными антеннами. В качестве критерия оптимизации размещения антенн предлагается использовать минимизацию суммы произведений комбинаций индексов влияния передатчиков на приемники по определенным частотным каналам. Разработан алгоритм определения оптимальных координат антенн на основе модифицированного метода Хука – Дживса.

В.Н. НИКОЛАЕВ,
д-р техн. наук
(ФАН «СибНИИ
им. С.А. Чаплыгина»,
Новосибирск)
nikvla50@mail.ru

Бортовое радиоэлектронное оборудование, антенна, электромагнитные помехи, передатчик, приемник, частотный анализ, энергетический анализ, параметрическая идентификация

Одной из характерных особенностей развития авиационной техники в настоящее время является усложнение бортового радиоэлектронного оборудования как в количественном, так и в качественном отношении, в связи с чем обостряется проблема обеспечения его электромагнитной совместимости [1–6].

Необходимость сокращения резко возросших объемов натурных работ, связанных с оценкой и обеспечением электромагнитной совместимости, обусловила увеличение роли оптимизации топологии антенн бортового радиоэлектронного оборудования на планере самолета на ранних этапах цикла создания самолета. При этом была принята методика определения ослабления радиоволн на основе приближения Кирхгофа оптической теоремы [7].

Для оптимизации топологии антенн на планере самолета необходимо решить задачи определения критерия оптимизации размещения антенн, разработки алгоритма определения оптимальных координат антенн, выбора критерия останова алгоритма.

Проанализировав методы расчета ослабления радиоволн при обтекании планера самолета [8–19], критерий оптимизации размещения антенн можно представить в следующем виде:

$$\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n dP_{ij} \rightarrow \min, \quad dP_{ij} \leq 0, \quad (1)$$

где $dP_{i,j}$ – индекс влияния i -го передатчика на j -й приемник по определенному частотному каналу.

Существует два аспекта анализа электромагнитной совместимости бортового радиоэлектронного оборудования на самолете – частотный и энергетический.

Частотный анализ позволяет выявить частотные каналы проникновения электромагнитных помех в радиоприемные устройства и состоит из определения граничных значений частот полосы излучения $f_{\text{гр, min}}$, $f_{\text{гр, max}}$ передатчиков; граничных значений полосы пропускания $f_{\text{гр, min}}$, $f_{\text{гр, max}}$ приемников; полосы пораженных частот $f_{\text{гр}}$ приемников для граничных частот полосы излучения и полосы пропускания.

Граничные значения гармоник частот полосы основного излучения, побочного излучения $f_{tr,l}$, $f_{tr,h}$ передатчика при частотной и фазовой модуляциях определяются по формулам

$$\begin{aligned} f_{tr,l} &= K(f_{tr,\min} + idf_{tr} - df_{tr,ln}/2); \\ f_{tr,h} &= K(f_{tr,\min} + idf_{tr} + df_{tr,ln}/2), \end{aligned} \quad (2)$$

где $f_{tr,\min}$ – минимальная частота диапазона; df_{tr} – шаг перестройки по диапазону; $df_{tr,ln}$ – полоса излучения; K – номер гармоники от 1 до 15; i – шаг перестройки от df_{tr} до ndf_{tr} , пока

$$(f_{tr,\min} + idf_{tr}) \leq f_{tr,\max}. \quad (3)$$

Здесь: $f_{tr,\max}$ – максимальная частота диапазона; n – целое число.

Граничные значения гармоник частот полосы основного излучения, побочного излучения $f_{tr,l}$, $f_{tr,h}$ передатчика при амплитудной модуляции определяются по формулам

$$\begin{aligned} f_{tr,l} &= K(f_{tr,\min} + idf_{tr}) - df_{tr,ln}/2; \\ f_{tr,h} &= K(f_{tr,\min} + idf_{tr}) + df_{tr,ln}/2, \end{aligned} \quad (4)$$

где K – номер гармоники от 1 до 15; i – шаг перестройки от df_{tr} до ndf_{tr} , пока

$$(f_{tr,\min} + idf_{tr}) \leq f_{tr,\max}, \quad (5)$$

где n – целое число.

Граничные значения полосы пропускания $f_{rc,l}$, $f_{rc,h}$ канала основного приема для приемника прямого усиления и супергетеродинного приемника определяются по формулам

$$\begin{aligned} f_{rc,l} &= f_{rc,\min} + idf_{rc} - df_{rc,ln}/2; \\ f_{rc,h} &= f_{rc,\min} + idf_{rc} + df_{rc,ln}/2, \end{aligned} \quad (6)$$

где $f_{rc,\min}$ – минимальная частота диапазона для приемника прямого усиления; df_{rc} – шаг перестройки по диапазону; $df_{rc,ln}$ – полоса пропускания; i – шаг перестройки от df_{rc} до mdf_{rc} , пока

$$(f_{rc,\min} + idf_{rc}) \leq f_{rc,\max}. \quad (7)$$

Здесь $f_{rc,\max}$ – максимальная частота диапазона для приемника прямого усиления; m – целое число.

Граничные значения полосы пропускания $f_{mr,l}$, $f_{mr,h}$, $f_{rc,l}$, $f_{rc,ad,l}$, $f_{rc,ad,h}$ канала побочного приема (знак «+») супергетеродинного приемника определяются по формулам

$$\begin{aligned} f_{mr,l} &= (f_{rc,gt,\min} + idf_{rc,gt}) + (f_{rc,bt,\min} + jdf_{rc,bt}) - df_{rc,ln}/2; \\ f_{mr,h} &= (f_{rc,gt,\min} + idf_{rc,gt}) + (f_{rc,bt,\min} + jdf_{rc,bt}) + df_{rc,ln}/2; \\ f_{rc,ad,l,l} &= q(f_{rc,gt,\min} + idf_{rc,gt}) \pm (f_{rc,bt,\min} + jdf_{rc,bt}) - df_{rc,ln}/2; \\ f_{rc,ad,h,l} &= q(f_{rc,gt,\min} + idf_{rc,gt}) \pm (f_{rc,bt,\min} + jdf_{rc,bt}) + df_{rc,ln}/2, \end{aligned} \quad (8)$$

где $f_{rc,gt,min}$ – минимальная частота гетеродина; $df_{rc,gt}$ – шаг перестройки гетеродина; $f_{rc,bt,min}$ – минимальное значение промежуточной частоты; $df_{rc,bt}$ – шаг перестройки промежуточной частоты; q – номер гармоники от 1 до 15; i – шаг перестройки от $df_{rc,gt}$ до $ndf_{rc,gt}$, пока

$$(f_{rc,gt,min} + idf_{rc,gt}) \leq f_{rc,gt,max} . \quad (9)$$

Здесь $f_{rc,gt,max}$ – максимальная частота гетеродина; n – целое число; j – шаг перестройки от $df_{rc,bt}$ до $mdf_{rc,bt}$, пока

$$(f_{rc,bt,min} + jdf_{rc,bt}) < f_{rc,bt,max} , \quad (10)$$

где m – целое число.

Граничные значения полосы пропускания: $f_{mr,l}$, $f_{mr,h}$, $f_{rc,ad,l}$, $f_{rc,ad,h}$ канала побочного приема (знак « \leftrightarrow ») гетеродинного приемника определяются по формулам

$$\begin{aligned} f_{mr,l} &= (f_{rc,gt,min} + idf_{rc,gt}) - (f_{rc,bt,min} + jdf_{rc,bt}) - df_{rc,ln} / 2; \\ f_{mr,h} &= (f_{rc,gt,min} + idf_{rc,gt}) - (f_{rc,bt,min} + jdf_{rc,bt}) + df_{rc,ln} / 2; \\ f_{rc,ad,l,2} &= q(f_{rc,gt,min} + idf_{rc,gt}) \pm (f_{rc,bt,min} + jdf_{rc,bt}) - df_{rc,ln} / 2; \\ f_{rc,ad,h,2} &= q(f_{rc,gt,min} + idf_{rc,gt}) \pm (f_{rc,bt,min} + jdf_{rc,bt}) + df_{rc,ln} / 2. \end{aligned} \quad (11)$$

Граничные значения полосы пропускания $f_{rc,ds,ll}$, $f_{rc,ds,lh}$, $f_{rc,ds,hl}$, $f_{rc,ds,hh}$ канала побочного приема для приемника прямого усиления определяются по формулам

$$\begin{aligned} f_{rc,ds,ll} &= 0,5(f_{rc,min} + idf_{rc}); \\ f_{rc,ds,lh} &= f_{rc,min} + idf_{rc} - df_{rc,ln} / 2; \\ f_{rc,ds,hl} &= f_{rc,min} + idf_{rc} + df_{rc,ln} / 2; \\ f_{rc,ds,hh} &= 15(f_{rc,min} + idf_{rc}). \end{aligned} \quad (12)$$

Полоса пораженных частот приемника pf_{rc} (основное излучение – канал основного приема, побочное излучение – канал основного приема) определяется:

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,l}$, $f_{tr,h} \leq f_{rc,h}$:

$$pf_{rc} = f_{rc,h} - f_{tr,l}; \quad (13)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,l}$, $f_{tr,h} \geq f_{rc,h}$:

$$pf_{rc} = df_{rc,ln}; \quad (14)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,l}$, $f_{rc,l} < f_{tr,h} \leq f_{rc,h}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{rc,l}; \quad (15)$$

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,l}$, $f_{tr,l} < f_{rc,h} \leq f_{tr,h}$:

$$pf_{rc} = f_{rc,h} - f_{tr,l}. \quad (16)$$

Полоса пораженных частот приемника pf_{rc} (основное излучение – канал побочного приема супергетеродинного приемника, побочное излучение – канал побочного приема супергетеродинного приемника) определяется:

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,ad,l}$, $f_{tr,h} \leq f_{rc,ad,h}$:

$$pf_{rc} = f_{rc,h} - f_{tr,l}; \quad (17)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,ad,l}$, $f_{tr,h} \geq f_{rc,ad,h}$:

$$pf_{rc} = df_{rc,ln}; \quad (18)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,ad,l}$, $f_{rc,ad,l} < f_{tr,h} \leq f_{rc,ad,h}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{rc,ad,l}; \quad (19)$$

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,ad,l}$, $f_{tr,l} < f_{rc,ad,h} \leq f_{tr,h}$:

$$pf_{rc} = f_{rc,ad,h} - f_{tr,l}. \quad (20)$$

Полоса пораженных частот приемника pf_{rc} (основное излучение – канал побочного приема супергетеродинного приемника зеркального канала, побочное излучение – канал побочного приема супергетеродинного приемника зеркального канала) определяется:

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,mr,l}$, $f_{tr,h} \leq f_{rc,mr,h}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{rc,ad,l}; \quad (21)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,mr,l}$, $f_{tr,h} \geq f_{rc,mr,h}$:

$$pf_{rc} = df_{rc,ln}; \quad (22)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,mr,l}$, $f_{rc,mr,l} < f_{tr,h} \leq f_{rc,mr,h}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{rc,mr,l}; \quad (23)$$

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,mr,l}$, $f_{tr,l} < f_{rc,mr,h} \leq f_{tr,h}$:

$$pf_{rc} = f_{rc,mr,h} - f_{tr,l}. \quad (24)$$

Полоса пораженных частот приемника pf_{rc} (основное излучение – канал побочного приема приемника прямого усиления, побочное излучение – канал побочного приема приемника прямого усиления) определяется:

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,ds,ll}$ и $f_{tr,h} \leq f_{rc,ds,lh}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{rc,ad,l}; \quad (25)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,ds,ll}$, $f_{tr,h} \leq f_{rc,ds,lh}$:

$$pf_{rc} = df_{rc,ln}; \quad (26)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,ds,ll}$, $f_{rc,ds,ll} < f_{tr,h} \leq f_{rc,ds,lh}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{rc,ds,ll}; \quad (27)$$

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,ds,ll}$, $f_{tr,l} < f_{rc,ds,lh} \leq f_{tr,h}$:

$$pf_{rc} = f_{rc,ds,lh} - f_{tr,l}. \quad (28)$$

Полоса пораженных частот приемника pf_{rc} (основное излучение – канал побочного приема приемника прямого усиления, побочное излучение – канал побочного приема приемника прямого усиления) определяется:

- при $f_{tr,l} > f_{rc,ds,hl}$, $f_{tr,h} < f_{rc,ds,hh}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{rc,ad,l}; \quad (29)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,ds,hl}$, $f_{tr,h} \geq f_{rc,ds,hh}$:

$$pf_{rc} = df_{rc,ln}; \quad (30)$$

- при $f_{tr,l} \leq f_{rc,ds,hl}$, $f_{rc,ds,hl} < f_{tr,h} \leq f_{rc,ds,hh}$:

$$pf_{rc} = f_{tr,h} - f_{tr,ds,hl}; \quad (31)$$

- при $f_{tr,l} \geq f_{rc,ds,hl}$, $f_{tr,l} < f_{rc,ds,hh} \leq f_{tr,h}$:

$$pf_{rc} = f_{rc,ds,hh} - f_{tr,l}. \quad (32)$$

Энергетический анализ является конечным этапом оценивания электромагнитной совместимости и проводится в случае выявления частотного канала проникновения непреднамеренных электромагнитных помех.

Мощность проникновения непреднамеренных электромагнитных помех, принимаемых антенной приемника, прямо пропорциональна мощности излучения P_c передатчика, коэффициенту связи между антеннами B и обратно пропорциональна чувствительности приемника E_{rc} , для частотных каналов побочного излучения обратно пропорциональна коэффициенту B_{gr} подавления гармоник передатчика, для частотных каналов побочного приема супергетеродинного приемника обратно пропорциональна относительной чувствительности $B_{rc,gr}$ канала побочного приема и относительной чувствительности $B_{rc,mr}$ зеркального канала.

Если мощность проникновения непреднамеренных электромагнитных помех отнести к чувствительности приемника (минимальной мощности, при которой устойчиво работает приемник) и прологарифмировать обе части уравнения, то получатся формулы индекса влияния dP между передающей и приемной антеннами [20].

Для частотных каналов типа основное излучение – канал основного приема, основное излучение – канал побочного приема приемника прямого усиления

$$dP = P_c + 10 \lg(pf_{rc}/df_{tr,ln}) + B - E_{rc}, \quad (33)$$

где P_c – мощность излучения; B – коэффициент связи между антеннами; E_{rc} – чувствительность приемника. Для частотных каналов типа побочное излучение – канал основного приема, побочное излучение – канал побочного приема приемника прямого усиления

$$dP = P_c + 10 \lg(pf_{rc}/df_{tr,ln}) + B - E_{rc} - B_{gr}, \quad (34)$$

где B_{gr} – коэффициент подавления гармоник передатчика.

Для частотных каналов типа основное излучение – канал побочного приема супергетеродинного приемника

$$dP = P_c + 10 \lg(pf_{rc}/df_{tr,ln}) + B - E_{rc} - B_{rc,gt}, \quad (35)$$

где $B_{rc,gt}$ – относительная чувствительность канала побочного приема супергетеродинного приемника.

Для частотных каналов типа побочное излучение – канал побочного приема супергетеродинного приемника

$$dP = P_c + 10 \lg \left(pf_{rc} / df_{tr,ln} \right) + B - E_{rc} - B_{rc,gt} - B_{gr} . \quad (36)$$

Для частотных каналов типа основное излучение – зеркальный канал побочного приема супергетеродинного приемника

$$dP = P_c + 10 \lg \left(pf_{rc} / df_{tr,ln} \right) + B - E_{rc} - B_{rc,mr} , \quad (37)$$

где $B_{rc,mr}$ – относительная чувствительность зеркального канала.

Для частотных каналов типа (побочное излучение – зеркальный канал побочного приема супергетеродинного приемника)

$$dP = P_c + 10 \lg \left(pf_{rc} / df_{tr,ln} \right) + B - E_{rc} - B_{rc,mr} - B_{gr} . \quad (38)$$

Коэффициент связи между антеннами представим в виде

$$B = -\text{abs}(L) - \text{abs}(F) + (G_{tr} + G_{rc}) - \text{abs}(K_{pl}) - \text{abs}(S_{tr} + S_{rc}) , \quad (39)$$

где L – пространственное затухание; F – фактор затенения; G_{tr} – коэффициент усиления антенны передатчика; G_{rc} – коэффициент усиления антенны приемника; K_{pl} – коэффициент поляризационного несогласования антенн; S_{tr} – потери в высокочастотном тракте передатчика; S_{rc} – потери в высокочастотном тракте приемника.

Пространственное затухание для расстояния l между передатчиком и приемником для пораженных частот f будем определять по формуле

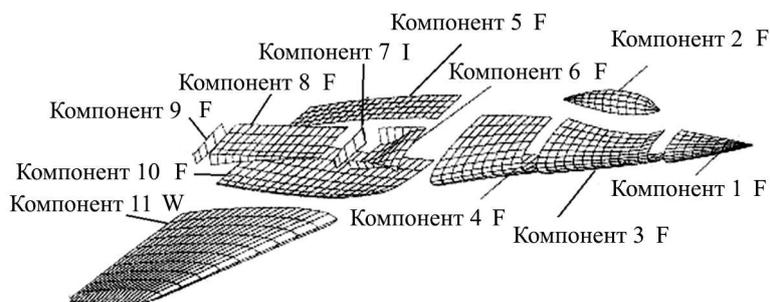
$$L = 20 \lg \left(300 / (f(4\pi l)) \right) . \quad (40)$$

Фактор затенения F из-за дифракции на произвольно чередующихся телах типа «клин», «полуплоскость» или «цилиндр» будем определять в соответствии с методиками [19]. Затем по результатам аппроксимации траектории распространения волн от точки излучения до точки приема находим пространственную развязку как сумму составляющих ослабления свободного пространства на траектории распространения волн и затенения любого характера.

Коэффициент K_{pl} , учитывающий поляризацию антенн передатчика и приемника, дБ, приведен в таблице.

Поляризация антенны радиоприемника, дБ	Поляризация антенны передатчика, дБ				
	горизонтальная		вертикальная		круговая
	$G_{tr} < 10$	$G_{tr} \geq 10$	$G_{tr} < 10$	$G_{tr} \geq 10$	
Горизонтальная:					
- $G_{rs} < 10$	0	0	-16	-16	-3
- $G_{rs} \geq 1$	0	0	-16	-20	-3
Вертикальная:					
- $G_{rs} < 10$	-16	-16	0	0	-3
- $G_{rs} \geq 1$	-16	-20	0	0	-3
Круговая	-3	-3	-3	-3	0

Алгоритм определения оптимальных координат антенн предлагается построить, основываясь на топологии геометрического описания поверхности планера. Для этого поверхность планера разбивается на компоненты (рисунок), затем каждый компонент делится на конечное число четырехугольных и треугольных элементов, выделяются узловые точки, задаются их координаты и связи узлов.



Генерация конечно-элементной сетки проводится для половины поверхности, расположенной на положительной Y -стороне XZ -планера и распространяется на другую симметричную часть.

Для более удобного геометрического представления сложной топологии поверхности планера проводится деление компонентов на три группы:

- компоненты «фюзеляжа» – F;
- компоненты «крыла» – W;
- компоненты «воздухозаборника» – I.

Фюзеляж, крыло, воздухозаборник, киль и стабилизатор как аналоги «крыла» могут быть поделены еще на несколько компонентов (см. рисунок). Компоненты «фюзеляжа» условно подразделяют на кольцевые полосы, нормальные к оси X , компоненты «крыла» – на продольные полосы изогнутых поверхностей. Затем каждую полосу компонентов «фюзеляжа», «крыла», «воздухозаборника» подразделяют на множество четырехугольных и треугольных элементов. Границы компонентов определяются по линиям конечно-элементной сетки.

Инициализация, т. е. начальное размещение антенн, происходит на основе предыдущих разработок. Перемещение антенн проводится по линиям конечно-элементной сетки, и оценивание критерия (1) происходит для узлов сетки. Простейший подход заключается в том, что поиск ведется на основе рекурсивного перебора направлений из произвольно заданного множества. С другой стороны, можно построить стратегию поиска, в рамках которой одно или несколько направлений поиска уточняются на каждой итерации, что позволяет согласовать систему направлений поиска с топологией планера самолета. Для того чтобы гарантировать возможность проведения поиска по всей рассматриваемой области, целесообразно наложить требование линейной независимости направлений поиска, которые должны образовывать базис в допустимой области определения.

Это обстоятельство было положено в основу модифицированного метода Хука – Дживса [20], являющегося одним из первых алгоритмов, в которых при определении нового направления поиска учитывается информация, полученная на предыдущих итерациях. Процедура Хука – Дживса представляет собой комбинацию исследующего поиска с циклическим изменением переменных и ускоряющегося поиска по образцу с использованием определенных эвристических правил. Исследующий поиск ориентирован на выявление характера локального поведения критерия (1). Полученная в результате исследующего поиска информация затем используется в процессе поиска по образцу.

Критерием останова алгоритма было предложено условие

$$A^B(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1}) - A^B(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1}) / A^B(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1}) < 0,01, \quad (41)$$

где $A^B(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1})$ – текущая базовая точка с координатами $x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1}$; $A^B(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})$ – базовая точка с координатами $x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1}$.

В ряде случаев соотношение (41) не может быть достигнуто, так как высокочастотная развязка между передающей и приемной антеннами недостаточна. В этом случае в алгоритм вводится ограничение на зону поиска оптимальных координат приемных антенн.

Решение для этого случая необходимо искать схемно-техническим путем.

Разработанный метод был использован для определения оптимальных координат антенн метеонавигационной радиолокационной станции РОЗ-1 и станции зондирования РЛС-зонд на планере самолета.

Были проанализированы два варианта взаимного влияния радиотехнических средств: 1) воздействие передатчика станции РОЗ-1 на приемник РЛС-зонда; 2) воздействие передатчика РЛС-зонда на приемник станции РОЗ-1.

По результатам расчета по формуле (34) индекса влияния dP , для обеспечения совместной работы РЛС-зонда и метеонавигационной станции РОЗ-1 (соответствие критерию (1)) антенна РЛС-зонд должна быть на расстоянии 0,4 м от антенны станции РОЗ-1, находящейся в носовом отсеке.

Таким образом, разработан метод параметрической идентификации топологии антенн на планере самолета на основе частотного и энергетического анализа каналов электромагнитных помех. Метод определения оптимальных координат антенн основывается на топологии геометрического описания поверхности планера с применением модифицированного метода Хука – Дживса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф. Экспериментальные исследования электромагнитной стойкости технических систем при электромагнитных воздействиях от нескольких источников // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 1. С. 172–176.
2. Гизатуллин З.М., Шлеймович М.П. Исследование излучаемых электромагнитных помех от энергетических устройств самолета на этапе его модернизации // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 159–165.
3. Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф. Методология исследования электромагнитной стойкости технических систем при внешних электромагнитных воздействиях от нескольких источников // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 1. С. 135–141.
4. Нуриев М.Г., Гизатуллин Р.М., Гизатуллин З.М. Физическое моделирование электромагнитных помех в беспилотном летательном аппарате при воздействии контактной сети электротранспорта // Изв. вузов. Авиационная техника. 2018. № 2. С. 137–141.
5. Нуриев М.Г., Гизатуллин З.М., Гизатуллин Р.М. Физическое моделирование электромагнитных помех в беспилотном летательном аппарате при воздействии высоковольтной линии электропередачи // Изв. вузов. Авиационная техника. 2017. № 2. С. 119–124.
6. Гайнутдинов Р.Р., Чермошенцев С.Ф. Методология обеспечения внутрисистемной электромагнитной совместимости бортового оборудования беспилотных летательных аппаратов // Изв. вузов. Авиационная техника. 2016. № 4. С. 155–160.
7. Хенл Х., Мауэ М., Вестпфаль К. Теория дифракции. М.: Мир, 1964. 428 с.
8. Нотт Сеньор. Сравнение трех методов, применяемых в ВЧ теории дифракции // Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1974. № 11. 63 с.
9. Борвиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. М.: Связь, 1978. 248 с.
10. Раи. Сравнение лучевых полей и полей физической оптики для СВЧ-отражателей // ТИИЭР. 1974. Т. 62. № 11. 219 с.
11. Сеньор, Усленг. Экспериментальное обнаружение расходящегося пучка лучей при дифракции на крае // Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1972. Т. 60. № 12. С. 111.
12. Куюмджан Патхак. Расчет излучения из отверстий в криволинейных поверхностях методом ГТД // Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1974. Т. 62. № 11. С. 29.
13. Куюмджан Патхак. Равномерная ГТД на идеально проводящей поверхности с ребром // Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1974. Т. 62. № 11. 40 с.
14. Бабич В.М. О соображениях локальности в задачах дифракции коротких волн // Тр. 3-го Всесоюз. симпозиума по дифракции волн. М.: Наука, 1964. С. 78–79.
15. Keller J.B. The Geometric Optics Theory of Diffraction // Journal of the Optical Society of America. 1962. Vol. 52. Iss. 2. P. 116–130.
16. Keller J.B., Lewis R.M., Secklet B.D. Asymptotic Solution of Some Diffraction Problems // Communication on Pure and Applied Mathematics. 1956. Vol. 9. P. 207–265.
17. Keller J.B. Diffraction by an Aperture // Journal of Applied Physics. 1957. Vol. 28. P. 426–444.
18. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. М.: Советское радио, 1962. 243 с.
19. Уайт Д.Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. М.: Советское радио, 1977. Т. 1. 248 с.

Mathematical Modeling of Identification of the Avionics Antennas Topology on the Airframe

V.N. NIKOLAEV

S.A. Chaplygin Siberian Aeronautical Research Institute (SibNIA), Novosibirsk

A method of parametric identification of the antennas topology on the airframe based on the frequency and energy analysis of electromagnetic interference channels was developed. The frequency analysis determines the boundary values of the transmitter emission band frequencies, the boundary values of the receivers pass band and the affected frequencies bands of receivers for the boundary frequencies of the emission band and the pass band. In the case of detection of the frequency channel of unintended electromagnetic interference, an energy analysis is carried out, which is the final stage of the electromagnetic compatibility assessment. The penetration power of unintended electromagnetic interference is determined by the index of effect between transmitting and receiving antennas. As a criterion for antennas location optimization, it is proposed to use the minimizing the sum of products of effect indices combinations of transmitters on receivers over certain frequency channels. The developed algorithm for determining the optimal antenna coordinates is relied on the modified Hooke–Jeeves method.

Onboard electronic equipment, antenna, electromagnetic interference, transmitter, receiver, frequency analysis, energy analysis, parametric identification