



7.3. Методы анализа ЭМС РЭС, расположенных на одном объекте

Анализ ЭМС РЭС, расположенных на одном объекте, включает в себя следующие этапы расчета:

- 1) частотный анализ;
- 2) расчет мощности, воздействующей на РПМ радиопомехи, приведенной к его входу;
- 3) расчет допустимой мощности непреднамеренной радиопомехи на входе РПМ;
- 4) расчет частот и уровней интермодуляционных излучений РПД;
- 5) расчет внеполосных характеристик антенны;
- 6) расчет развязок между близко расположенными антеннами.

В данном разделе для каждого из указанных этапов подробно описана последовательность расчетов.

7.3.1. Частотный анализ

Частотный анализ является начальным этапом оценки ЭМС и включает выявление частотных каналов проникновения непреднамеренных радиопомех в РПМ для дальнейшего анализа с учетом энергетических характеристик анализируемых РЭС и их размещения в пространстве.

Непреднамеренная радиопомеха проникает на вход РПМ при выполнении неравенства [1]

$$\left| pf_j - (n/m)f_i - \eta f_{i,m}^{(1)}(n+\eta)/m \right| \leq [\Delta f_{jX}(p,m) + \Delta f_{iX}]/2, \quad (7.3)$$

где $p = 1, 2, 3, \dots, p_{\max}$ — номер гармоники несущей частоты РПД (для практических расчетов можно положить $p_{\max} \leq 5$); f_j — несущая частота РПД j -го РЭС, Гц; $n = 1, 2, 3, \dots, n_{\max}$ —

номер гармоники частоты гетеродина РПМ ($n_{\max} \leq 5$); $m = 1, 2, 3, \dots, m_{\max}$ — номер побочного канала приема ($m_{\max} \leq 5$); f_i — частота настройки РПМ i -го РЭС, Гц; η — признак настройки гетеродина приемника, равный 1 для верхней настройки и -1 для нижней настройки гетеродина; $f_{i,m}$ — первая промежуточная частота РПМ i -го РЭС, Гц; $\Delta f_{jX}(p, m)$ — полоса частот радиозлучения j -го РЭС на p -й гармонике и уровне X дБ в m -м побочном канале приема, Гц; Δf_{iX} — полоса пропускания усилителя промежуточной частоты РПМ i -го РЭС на уровне X дБ, Гц.

Решение неравенства (7.3) позволяет определить такие сочетания номеров гармоник передатчика $p = p'$ и гетеродина $n = n'$ и номера побочного канала приема $m = m'$, при которых возможно возникновение и проникновение непреднамеренных радиопомех в основной и побочные каналы приема РПМ.

Интермодуляция в РПМ возникает в случае выполнения неравенства

$$|\pm p_1 f_1 \pm p_2 f_2 \pm \dots \pm n f_{i,r}| \leq f_{i,m} \pm \Delta f_{iX} / 2, \quad (7.4)$$

где f_1, f_2, \dots, f_i — частоты мешающих сигналов, Гц; p_1, p_2, \dots, p_i — номера гармоник мешающих сигналов; $f_{i,r}$ — частота гетеродина i -го РПМ, Гц.

Интермодуляционные помехи могут проникать в тракт ПЧ РПМ по различным каналам приема как при наличии, так и при отсутствии сигнала (при $p_i = 0$). Отметим, что порядком интермодуляции называется сумма гармоник p_i мешающих сигналов, участвующих в образовании интермодуляционной помехи. Возможные комбинации частот, принимающих участие в образовании интермодуляционных помех разных порядков, приведены в табл. 7.1 [7].

Таблица 7.1. Возможные комбинации частот мешающих РПД

Порядок интермодуляционной помехи	Комбинации частот мешающих РПД
2	$ f_1 \pm f_2 $
3	$ 2f_1 \pm f_2 , f_1 \pm f_2 \pm f_3 $
4	$ 2f_1 \pm 2f_2 , 3f_1 \pm f_2 , f_1 \pm 3f_2 , 2f_1 \pm f_2 \pm f_3 ,$ $ f_1 \pm 2f_2 \pm f_3 , f_1 \pm f_2 \pm 2f_3 $
5	$ 3f_1 \pm 2f_2 , 2f_1 \pm 3f_2 , f_1 \pm 4f_2 , 4f_1 \pm f_2 ,$ $ 2f_1 \pm 2f_2 \pm f_3 , f_1 \pm 2f_2 \pm 2f_3 , f_1 \pm f_2 \pm f_3 \pm f_4 \pm f_5 $

На практике ограничиваются учетом интермодуляционных помех не более 3-го порядка, так как вероятность образования и уровень таких помех будет уменьшаться с увеличением номеров гармоник частот мешающих РПД.

Пара РЭС объекта считается потенциально несовместимой, если в результате проведенного частотного анализа выявлен хотя бы один из каналов проникновения радиопомех в тракт РПМ.

Если непреднамеренная радиопомеха не попадает в полосы пропускания основного и побочного каналов приема, то вычисляют частотную расстройку $\Delta f_0 = |f_j - f_i|$ РПД j -го РЭС и РПМ i -го РЭС, значение которой используют при анализе явлений блокирования и перекрестных искажений в РПМ.

7.3.2. Расчет энергетических характеристик радиопомех

Расчет мощности радиопомехи на входе РПМ. Мощность радиопомехи P_{ij} в ваттах от j -го РПД на входе i -го РПМ определяется при расположении антенны i -го РПМ в дальней и ближней зонах антенны j -го РПД соответственно по формуле [1]

$$P_{ij} = \begin{cases} P_j \left[\frac{G_{ji} G_j \lambda_{jn}^2}{(4\pi r)^2} K_1 K_2 K_3 K_4 + K_\Phi \right] & \text{при } r \geq 10\lambda_{jn}; \\ P_j \left[K_{\text{разв ант}} K_3 K_4 + K_\Phi \right] & \text{при } r \leq 10\lambda_{jn}, \end{cases} \quad (7.5)$$

где P_j — мощность излучения j -го РПД, Вт; G_{ji} — коэффициент усиления антенны (на частоте помехи) j -го РПД — источника помех в направлении i -го РПМ — рецептора помех; G_{ij} — коэффициент усиления антенны (на частоте помехи) i -го РПМ — рецептора помех в направлении j -го РПД — источника помех; λ_{jn} — длина волны непреднамеренной радиопомехи, м; r — расстояние между антеннами источника и рецептора помехи, м; K_1 — коэффициент дополнительных потерь при распространении радиопомехи между антеннами источника и рецептора помехи, зависящий от свойств среды распространения, $0 < K_1 \leq 1$; K_2 — коэффициент ослабления радиопомехи за счет несовпадения поляризаций, $0 < K_2 \leq 1$; K_3 — коэффициент ослабления радиопомехи в антенно-фидерном устройстве i -го РПМ, $0 < K_3 \leq 1$; K_4 — коэффициент ослабления радиопомехи в антенно-фидерном устройстве j -го РПД, $0 < K_4 \leq 1$; K_Φ — коэффициент, учитывающий развязку фидеров антенн i -го РПМ и j -го РПД, $0 < K_\Phi \leq 1$; $K_{\text{разв ант}}$ — коэффициент, учитывающий развязку антенн i -го РПМ и j -го РПД, в том числе и в ближней зоне, $0 < K_{\text{разв ант}} \leq 1$.

Мощность излучения j -го РПД определяется на частоте настройки каждого РПМ, расположенного на объекте. Если частота i -го РПМ совпадает с основной рабочей частотой j -го РПД, то в расчетах берется номинальная мощность РПД, в противном случае эта мощность определяется уровнем его побочного или внеполосного излучения на частоте настройки i -го РПМ.

Коэффициенты усиления G_{ji} и G_{ij} определяются взаимной ориентацией ДН источника (j -го РПД) и рецептора помехи (i -го РПМ). Коэффициенты усиления должны определяться на частоте помехи. Методы расчета внеполосного коэффициента усиления антенны изложены в разд. 7.3.5.

Коэффициент дополнительных потерь при распространении радиопомехи между антеннами K_1 учитывает потери на пути распространении радиоволн вдоль поверхности объекта, экранирующий эффект от имеющихся препятствий. В большинстве практических случаев при размещении антенн на одном объекте $K_1 = 1$. Если же вблизи антенн расположены сильно влияющие металлоконструкции, то должна использоваться вторая из формул (7.5).

Коэффициент ослабления воздействия радиопомехи за счет несовпадения поляризаций K_2 в случае совпадения главных лепестков ДН антенн источника и рецептора помехи принимает одно из значений, приведенных в табл. 7.2. При несовпадении главных лепестков диаграмм направленности K_2 принимается равным 1.

Таблица 7.2. Поправочный коэффициент поляризационных потерь K_2

Поляризация полезной радиоволны		Поляризация помеховой радиоволны						
		Горизонтальная		Вертикальная		Наклонная 45°	Круговая	
		$G_j < 10$	$G_j \geq 10$	$G_j < 10$	$G_j \geq 10$		Правая	Левая
Горизонтальная	$G_i < 10$	1	1	0,025	0,025	0,5	0,5	0,5
	$G_i \geq 10$	1	1	0,025	0,01	0,5	0,5	0,5
Вертикальная	$G_i < 10$	0,025	0,025	1	1	0,5	0,5	0,5
	$G_i \geq 10$	0,025	0,01	1	1	0,5	0,5	0,5
Наклонная 45°		0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,5	0,5
Круговая	Правая	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,003
	Левая	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,003	1

Основные принципы расчета коэффициента $K_{\text{разв ант}}$, учитывающего развязку антенн i -го РПМ и j -го РПД, изложены в разд. 7.3.6.

Коэффициент K_{Φ} , учитывающий развязку фидеров антенн i -го РПМ и j -го РПД, зависит от коэффициента экранирования фидеров, расстояния между ними, особенностей конструкции кабельных каналов, наличия заземления и дополнительных экранов. В большинстве практических случаев при грамотном выборе и проектировании прокладки кабелей $K_{\Phi} = 0$.

Расчет мощности помехи, приведенной ко входу РПМ. Приведенную ко входу РПМ мощность радиопомехи $P_{ij \text{ пр}}$ вычисляют по формуле [1]

$$P_{ij \text{ пр}} = P_{ij} K_5 K_6, \quad (7.6)$$

где P_{ij} — мощность радиопомехи на входе i -го РПМ (см. п.7.2.2), Вт; K_5 — коэффициент ослабления воздействия радиопомехи за счет частотного разнеса; K_6 — коэффициент ослабления воздействия радиопомехи за счет ее проникновения по побочным каналам приема.

Коэффициент ослабления воздействия радиопомехи за счет частотного разнеса K_5 показывает, какая доля мощности помехи, поступающей на вход РПМ, попадает на вход демодулятора при несовпадении центральной частоты мешающего сигнала (помехи) с частотой настройки РПМ; K_5 вычисляют по формуле

$$K_5 = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) K^2(f - \Delta f) df, \quad (7.7)$$

где $S(f)$ — нормированный спектр мощности помехи, Вт/Гц (согласно нормировке $\int_{-\infty}^{\infty} S(f) df = 1$); $K(f)$ — амплитудно-частотная характеристика односигнальной избирательности РПМ — ресептора помех; Δf — частотная расстройка центральной частоты помехи относительно центральной частоты настройки РПМ, Гц.

Коэффициент ослабления воздействия радиопомехи за счет ее проникновения по побочным каналам приема K_6 определяют из соотношения [1]

$$K_6 = P_{i \text{ мин}} / P_{i \text{ мин}}(n), \quad (7.8)$$

где $P_{i \text{ мин}}$ — чувствительность i -го РПМ по основному каналу приема, Вт; $P_{i \text{ мин}}(n)$ — восприимчивость i -го РПМ по n -му побочному каналу приема, Вт. Значения K_6 приводятся в карточках ГКРЧ РФ с тактико-техническими данными РЭС по форме № 1 и для различных РЭС находятся в пределах $10^{-5} \dots 10^{-7}$ (что соответствует $-50 \dots -70$ дБ).

Расчет эквивалентной мощности радиопомехи, приведенной ко входу РПМ. Для упрощенной оценки ЭМС РЭС при групповой помехе последняя может заменяться одной эквивалентной помехой. Для этого из группы радиопомех выделяют основную помеху по признаку наибольшего отношения ее рассчитанной мощности к допустимому значению мощности этой радиопомехи $(P_{ik} / P_{ik \text{ доп}})_{\text{max}}$ и мощности всех помех суммируют с весовыми коэффициентами в виде отношений допустимых мощностей помех [1, 8]:

$$P_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n P_{ij} (P_{ik \text{ доп}} / P_{ij \text{ доп}}), \quad (7.9)$$

где n — число одиночных помех в групповой; $P_{ik \text{ доп}}$ — допустимое значение мощности основной помехи; $P_{ij \text{ доп}}$ — допустимое значение мощности помех от РПД j -го РЭС.

Расчет эквивалентной мощности радиопомехи, приведенной ко входу, при интермодуляции в РПМ. Возможность возникновения интермодуляции проверяют только в том случае, если на вход РПМ воздействуют радиопомехи от нескольких РПД и хотя бы одна из них является непрерывной или импульсной с малой скважностью.

Эквивалентную мощность радиопомехи, приведенной ко входу i -го РПМ, $P_{ij \text{ инт}}$ для интермодуляции 3-го порядка, создаваемой при действии на его входе двух сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема i -го РПМ, вычисляют по формуле [1]

$$P_{ij \text{ инт}} = [P_{j1} P_{j2}^2 K_{i \text{ инт}} P_{i \text{ оп}}] / P^3(f_{j1}, f_{j2}) \text{ при } |f_{j1} - f_i| < |f_{j2} - f_i|, \quad (7.10)$$

где $K_{i \text{ инт}} = P_{i \text{ инт}} / P_{i \text{ мин}}$ — коэффициент интермодуляции, равный отношению уровня помехи, возникающей в результате интермодуляции в i -м РПМ, к уровню сигнала, соответствующего чувствительности РПМ, определенных на его выходе, при расчете $P_{i \text{ инт}}$ в [1] рекомендуется брать $P_{i \text{ оп}} = P_{i \text{ мин}}$ и $K_{i \text{ инт}} = 0,25$; $P_{i \text{ оп}}$ — уровень сигнала, при котором определялась характеристика частотной избирательности, Вт; $P_{i \text{ мин}}$ — уровень сигнала, соответствующего чувствительности i -го РПМ, Вт; P_{j1} — мощность радиопомехи на входе i -го РПМ от j -го РПД на рабочей частоте f_{j1} , Вт; P_{j2} — мощность радиопомехи на входе i -го РПМ от j -го РПД на рабочей частоте f_{j2} , Вт; $P(f_{j1}, f_{j2})$ — уровень двух одинаковых сигналов на входе РПМ, создающих интермодуляцию в РПМ при заданном $K_{i \text{ инт}}$, Вт; при расчете $P_{i \text{ инт}}$ в [1] рекомендуется брать $P(f_{j1}, f_{j2})$, равный $10^{-7} \dots 10^{-5}$ Вт.

Примеры.

1. Рассчитаем мощность радиопомехи на входе РПМ при следующих исходных данных:

$P_j = 10$ Вт; $G_{ij} = G_{ji} = 0,01$; $\lambda = 1$ м; $r = 10$ м; $K_1 = 0,05$; $K_2 = 1$; $K_3 = K_4 = 0,1$.

По формуле (7.5) найдем $P_{ij} = 3,1 \cdot 10^{-8}$ Вт.

2. Рассчитаем мощность радиопомехи, приведенной ко входу РПМ, при следующих исходных данных:

$P_{ij} = 3,1 \cdot 10^{-8}$ Вт; $K_5 = 1$; $K_6 = -50$ дБ = 10^{-5} . По формуле (7.6) найдем $P_{ij \text{ оп}} = 3,1 \cdot 10^{-13}$ Вт.

3. Рассчитаем эквивалентную мощность радиопомехи, приведенной ко входу РПМ при следующих исходных данных:

$P_{j1} = 3,1 \cdot 10^{-13}$ Вт; $P_{j2} = 8 \cdot 10^{-14}$ Вт; $P_{j3} = 2 \cdot 10^{-14}$ Вт; $P_{i \text{ доп}} = P_{j \text{ доп}} = 3,1 \cdot 10^{-13}$ Вт. По формуле (7.9) найдем $P_{i \text{ эк}} = 3,1 \cdot 10^{-13} + 8 \cdot 10^{-14} + 2 \cdot 10^{-14} = 4,1 \cdot 10^{-13}$ Вт.

4. Рассчитаем эквивалентную мощность радиопомехи, приведенной ко входу, при интермодуляции в РПМ при следующих исходных данных:

$K_{i \text{ инт}} = 0,25$; $P_{i \text{ мин}} = 1 \cdot 10^{-13}$ Вт; $P_{j1} = P_{j2} = 1 \cdot 10^{-8}$ Вт; $P(f_{j1}, f_{j2}) = 1 \cdot 10^{-7}$ Вт.

По формуле (7.10) найдем $P_{ij \text{ инт}} = 0,25 \cdot 10^{-16}$ Вт.

7.3.3. Расчет допустимой мощности радиопомех на входе РПМ

Допустимую мощность радиопомехи $P_{i \text{ доп}}$ на входе i -го РПМ от j -го РПД при детерминированной оценке качества функционирования РЭС вычисляют по формуле [1]

$$P_{i \text{ доп}} = P_{i \text{ с}} - A, \quad (7.11)$$

где $P_{i \text{ с}}$ — средняя мощность полезного сигнала на входе РПМ i -го РЭС, дБВт; A — требуемое защитное отношение, равное отношению средних значений мощностей сигнала и помехи для конкретного сочетания видов сигнала и помехи, дБ.

Значение $P_{i \text{ с}}$, как правило, не равно $P_{\text{с мин}}$, которое соответствует пороговой чувствительности РПМ — респектора помехи, а соответствует конкретному уровню принимаемого полезного сигнала. Для упрощения расчетов можно положить значение $P_{i \text{ с}}$, равное реальной чувствительности РПМ.

Допустимые значения мощности радиопомехи на входе РПМ при учете явлений блокирования и перекрестных искажений вычисляют по формуле [1]

$$P_{i \text{ доп}}^{(\text{бл})} = P_{i \text{ доп}}^{(\text{ин})} = P_{i \text{ мин}} + D_i, \quad (7.12)$$

где $P_{i \text{ доп}}^{(bn)}$, $P_{i \text{ доп}}^{(gn)}$ — допустимые мощности непреднамеренных радиопомех на входе i -го РПМ от j -го РПД, вызывающие приемлемые эффекты блокирования и перекрестных искажений соответственно, дБВт; $P_{i \text{ мин}}$ — чувствительность РПМ i -го РЭС, дБВт; D_i — динамический диапазон РПМ i -го РЭС по блокированию и перекрестным искажениям, дБ. Значения D_i приводятся в карточке ГКРЧ РФ (форма № 1) с тактико-техническими данными РЭС и для различных РЭС находятся в пределах 60...80 дБ.

Примеры.

1. Рассчитаем допустимую мощность радиопомехи на входе i -го РПМ от j -го РПД при следующих исходных данных: $P_{ic} = -130$ дБВт; $A = 10$ дБ. По формуле (7.11) находим $P_{i \text{ доп}} = -130 - 10 = -140$ дБВт.

2. Рассчитаем допустимое значение мощности радиопомехи на входе РПМ при учете явлений блокирования и перекрестных искажений при следующих исходных данных: $P_{i \text{ мин}} = -133$ дБВт; $D_i = 80$ дБ. По формуле (7.12) находим $P_{i \text{ доп}}^{(bn)} = P_{i \text{ доп}}^{(gn)} = -133 + 80 = -53$ дБВт.

7.3.4. Расчет частот и уровней интермодуляционных излучений РПД

Из указанных в разд. 7.2 видов побочных радиоизлучений, возникающих при одновременной работе РЭС, расположенных на одном объекте, наибольшую опасность представляют интермодуляционные излучения. Такие излучения образуются в случаях, когда между одновременно работающими РПД имеется такая сильная связь, что они влияют друг на друга. Величина связи определяется тем, что РПД объекта работают или на антенны, размещенные в непосредственной близости друг от друга, или на одну широкополосную антенну. Нелинейными элементами при этом являются выходные каскады РПД, работающие на достаточно близких частотах.

Частоты интермодуляционных излучений РПД объекта можно определить по формуле [7]

$$f_{\text{инт}} = \pm m f_1 \pm n f_2 \pm \dots \pm p f_X \quad (7.13)$$

где $f_1, f_2, f_3, \dots, f_X$ — частоты РПД объекта; m, n, p, \dots — положительные целые числа.

Расчет частот интермодуляционных излучений 3-го порядка всех РПД объекта (их количество обозначим через X) выполняется в следующем порядке:

- выписываются в возрастающем порядке частоты всех радиопередатчиков объекта и создается таким образом «Перечень частот № 1»: $f_1, f_2, \dots, f_{X-1}, f_X$;
- создаются две копии этого перечня: «Перечень № 2» и «Перечень № 3»;
- для учета помех интермодуляции до 3-го порядка включительно считывают первое значение частоты f_1 из «Перечня № 1», затем считывают первое значение частоты из «Перечня № 2» и из их суммы последовательно вычитают значения частот от f_1 до f_X из «Перечня частот № 3». Значения частоты интермодуляционной помехи 3-го порядка вида $f = f_1 + f_2 - f_3$ и образующие ее частоты f_1, f_2 и f_3 заносят в итоговую таблицу № 1, а в случае попадания ее в полосу частот основного и побочных каналов приема любого из всех радиоприемников объекта (их количество обозначим через Y) в соответствии с (7.3) — заносят в итоговую таблицу № 2. В итоговую таблицу № 2 заносят также номера каналов приема помех и номера радиоприемников, подвергающихся воздействию интермодуляционных помех;
- изложенная операция выполняется последовательно для других частот из «Перечня № 2», а затем повторяется для следующей частоты из «Перечня № 1» до его исчерпания. При этом из «Перечня № 2» считываются частоты, большие или равные считанному значению частоты из «Перечня № 1», а каждое значение частоты, считываемое

из «Перечня частот № 3» должно быть больше или меньше считанного значения частоты из «Перечня № 1 или № 2». При равенстве частот из «Перечней № 1 и № 2» определяются помехи вида $2f_1 - f_3$, а при неравенстве — вида $f_1 + f_2 - f_3$.

В результате итоговая таблица № 1 будет содержать перечень частот интермодуляционных излучений 3-го порядка всех РПД объекта, а итоговая таблица № 2 — частоты интермодуляционных излучений 3-го порядка всех X РПД объекта, попадающих в основные и побочные каналы приема всех РПМ объекта, номера и частоты РПД, участвующих в образовании упомянутых помех, а также каналы приема помех и номера РПМ, подвергающихся воздействию помех.

Расчет частот интермодуляционных излучений 5-го и 7-го порядка всех X РПД объекта выполняется аналогичным образом с той лишь разницей, что:

- создаются соответственно четыре или шесть копий перечня частот всех РПД объекта: «Перечень № 2»... «Перечень № 5» или «Перечень № 2»... «Перечень № 7»;
- для учета помех интермодуляции до 5-го порядка включительно считывают первое значение частоты f_1 из «Перечня № 1», затем считывают первое значение частоты из «Перечня № 2», затем считывают первое значение частоты из «Перечня № 3» и из их суммы вычитают первое значение частоты из «Перечня № 4», а из полученного результата последовательно вычитают значения частот от f_1 до f_X из «Перечня № 5». Значения частоты интермодуляционной помехи 5-го порядка вида $f = f_1 + f_2 + f_3 - f_4 - f_5$ и образующие ее частоты f_1, f_2, f_3, f_4 и f_5 заносят в итоговую таблицу № 1, а в случае попадания ее в полосу частот основного и побочных каналов приема любого из всех РПМ объекта в соответствии с (7.3) заносят в итоговую таблицу № 2. В итоговую таблицу № 2 заносят также номера каналов приема помех и номера РПМ, подвергающегося воздействию интермодуляционных помех. Упомянутые операции выполняют последовательно для каждой из последующих частот в «Перечне № 4», а затем все повторяется для следующей частоты из «Перечня № 3», для следующей частоты из «Перечня № 2» и для следующей частоты из «Перечня № 1» соответственно до их исчерпания. При этом необходимо, чтобы каждое значение частоты, считываемое из «Перечня № 3» было больше или равно считанному значению частоты из «Перечня № 2»; каждое значение частоты, считываемое из «Перечня № 2» было больше или равно считанному значению частоты из «Перечня № 1»; каждое значение частоты, считываемое из «Перечня № 4 или № 5» было больше или меньше считанного значения частоты из «Перечня № 1, № 2 или № 3». При равенстве упомянутых частот из «Перечней № 1, № 2 и № 3» и равенстве частот из «Перечней № 4 и № 5» будут анализироваться помехи 5-го порядка вида $3f_1 - 2f_5$, а при неравенстве — вида $f = f_1 + f_2 + f_3 - f_4 - f_5$ и другие комбинации частот мешающих РПД, представленные в табл. 7.1.

Аналогичным образом могут быть определены частоты помех интермодуляции 7-го порядка вида $f = f_1 + f_2 + f_3 + f_4 - f_5 - f_6 - f_7$.

Мощность интермодуляционных излучений зависит от мощности РПД, принимающих участие в образовании помех, от величины связи между их выходными каскадами, типа активного прибора в выходных каскадах и от частотного разнеса РПД.

Общей аналитической формулы для расчета мощности интермодуляционных излучений, пригодной для инженерной практики, в настоящее время нет. Лишь в [9] установлено, что для ориентировочного расчета мощности интермодуляционных излучений нечетных порядков на выходе РПД можно воспользоваться формулой

$$P_{\text{инт}} = C_{\text{инт}} + kP_{12s} \quad (7.14)$$

где $P_{\text{инт}}$ — мощность интермодуляционной помехи, дБВт; $C_{\text{инт}}$ — постоянная интермодуляции, дБ; k — коэффициент пропорциональности, равный 1,0, 0,5 или 0,1 для интермодуляционных помех 3-го, 5-го или 7-го порядков соответственно; P_{12} — мощность, поступающая от мешающего РПД (или от одного из мешающих РПД, мощность которого является наименьшей) на выход РПД, в котором возникают продукты интермодуляции (и который как бы выполняет функцию гетеродина при преобразовании частот), дБВт.

Числовые значения $C_{\text{инт}}$ различны для разных типов РПД и зависят от порядка интермодуляции и величины расстройки мешающего сигнала относительно рабочей частоты РПД, на нелинейных элементах выходного каскада которого образуется интермодуляционная помеха; при ориентировочных расчетах можно положить $C_{\text{инт}} = -20$ дБ [9].

Мощность $P_{\text{инт}}$ интермодуляционного излучения 3-го порядка, дБВт, вида $f_0 = 2f_1 - f_2$ на выходе РПД (с частотой f_1) может быть рассчитана также по формуле [10]

$$P_{\text{инт}} = P_{12} - \beta_{12} - \beta_{10} - K_{21}, \quad (7.15)$$

где P_{12} — мощность радиоклебаний мешающего РПД (с частотой f_2) на выходных зажимах подверженного влиянию РПД (с частотой f_1), в котором возникают продукты интермодуляции, дБВт; β_{12} , β_{10} — ослабление излучений мешающего РПД с частотой f_2 и продукта интермодуляции с частотой f_0 соответственно, вносимое выходными цепями (колебательной системой) подверженного влиянию РПД с частотой f_1 , дБ; K_{21} — потери интермодуляционного преобразования в РПД (с частотой f_1), равные отношению мощности мешающего РПД (с частотой f_2) к мощности продукта интермодуляции на выходе РПД, в котором возникают продукты интермодуляции, дБ. В соответствии с [11] типовая величина K_{21} для продуктов интермодуляции 3-го порядка вида $f_0 = 2f_1 - f_2$, возникающих в РПД с полупроводниковым прибором в выходном каскаде, находится в пределах от 5 до 20 дБ, а в ламповых РПД — от 10 до 30 дБ.

Примеры.

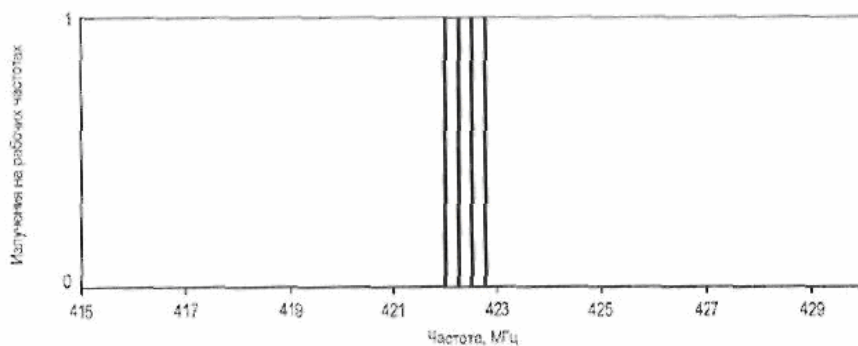
1. По изложенной выше методике определим частоты интермодуляционных излучений 3-го и 5-го порядков РПД, расположенных на одном объекте и работающих на частотах: 422, 422,25; 422,5 и 422,75 МГц (рис. 7.2, а).

Результаты расчета частот интермодуляционных излучений РПД 3-го и 5-го порядков представлены на рис. 7.2, б и в соответственно. Из рисунков видно, что на отдельных частотах образуются до четырех интермодуляционных помех 3-го порядка и до девяти — 5-го порядка.

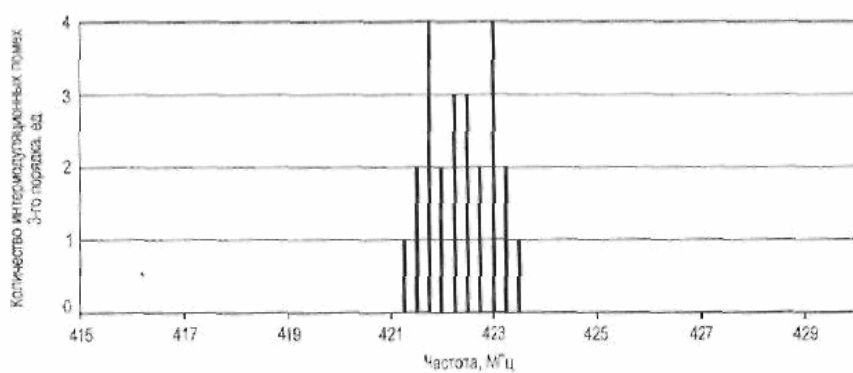
2. По изложенной выше методике определим частоты интермодуляционных излучений 3-го и 5-го порядков РПД, расположенных на одном объекте и работающих на частотах: 422; 422,25; 422,5; 422,75; 423; 423,25; 423,5 и 423,75 МГц (рис. 7.3, а).

Результаты расчета частот интермодуляционных излучений РПД 3-го и 5-го порядков представлены на рис. 7.3, б и в соответственно. Из рисунков видно, что на отдельных частотах образуются до 8 интермодуляционных помех 3-го порядка и до 209 — 5-го порядка.

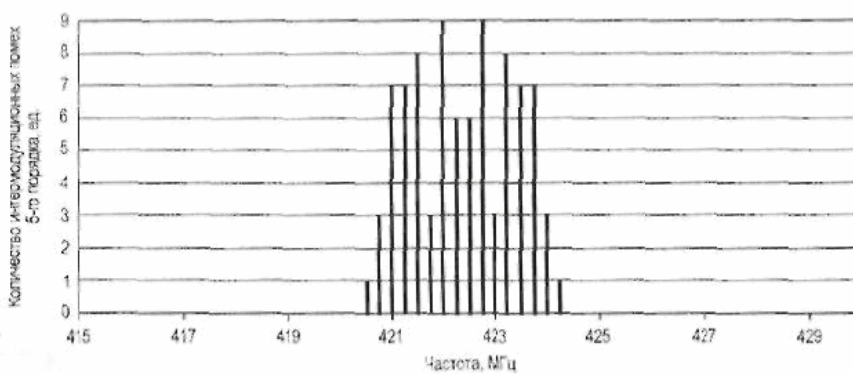
3. Рассчитаем мощность интермодуляционной помехи третьего порядка вида $f_0 = 2f_1 - f_2$ на выходе РПД, работающего на частоте f_1 . Предположим, что мощность P_{12} радиоклебаний мешающего РПД, работающего на частоте f_2 , на выходе подверженного влиянию помех РПД равна -24 дБВт. Пусть $C_{\text{инт}} = -20$ дБ и $K_{21} = 20$ дБ. Тогда по формуле (7.14) при $P_{12} = -24$ дБВт, $k = 1$ получим $P_{\text{инт}} = -20 + 1 \cdot (-24) = -44$ дБВт, а по формуле (7.15) при $P_{12} = -24$ дБВт, $\beta_{12} = 2$ дБ, $\beta_{10} = 1$ дБ получим $P_{\text{инт}} = (-24) - 2 - 1 - 20 = -47$ дБВт.



а)

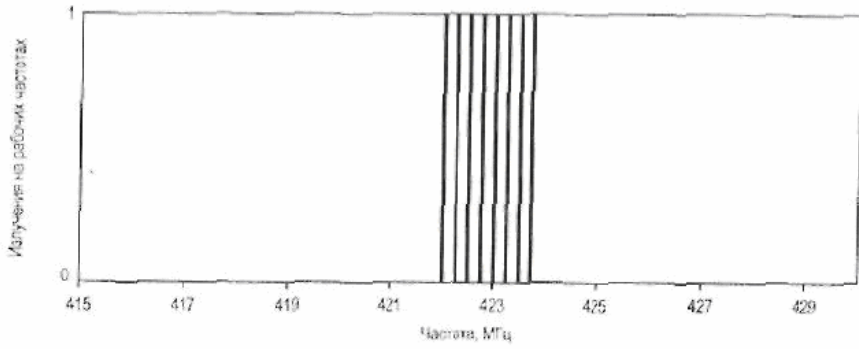


б)

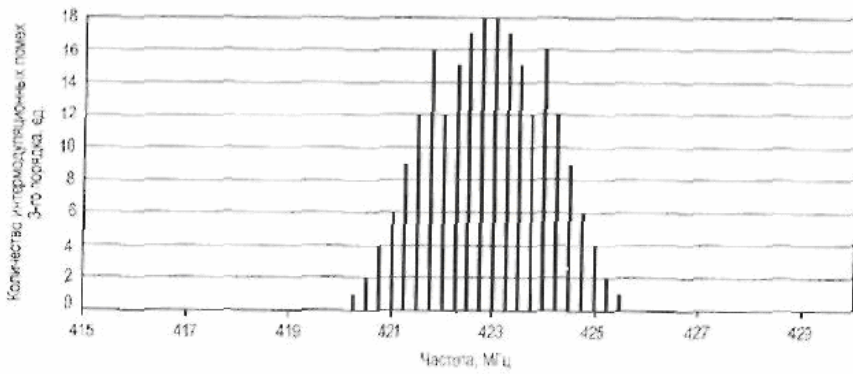


в)

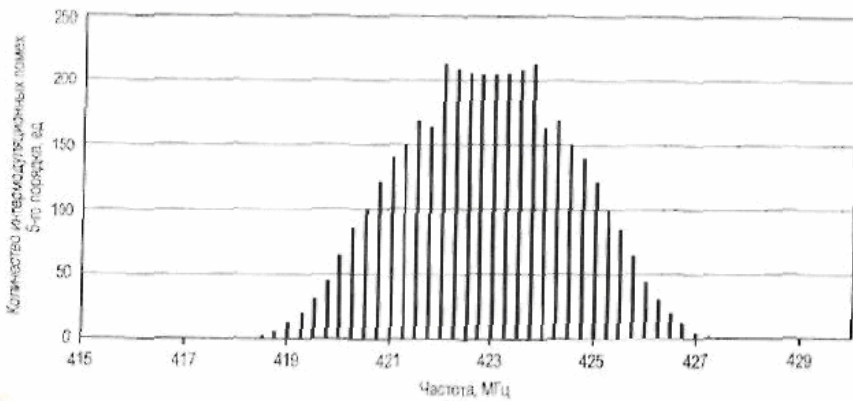
Рис. 7.2. Спектр излучений четырехканальной базовой станции сухопутной подвижной радиосвязи:
 а — излучения на рабочих частотах; б — интермодуляционные излучения 3-го порядка;
 в — интермодуляционные излучения 5-го порядка



а)



б)



в)

Рис. 7.3. Спектр излучений восьмиканальной базовой станции сухопутной подвижной радиосвязи:
 а — излучения на рабочих частотах; б — интермодуляционные излучения 3-го порядка;
 в — интермодуляционные излучения 5-го порядка

7.3.5. Расчет внеполосных характеристик антенн

Определение необходимых для анализа ЭМС РЭС характеристик размещенных на объекте передающих и приемных антенн на рабочих частотах обычно не вызывает затруднений. Коэффициент усиления, или коэффициент направленного действия (КНД), уровни боковых и задних лепестков, характеристики направленности, поляризационной развязки и согласования, а также ряд других параметров для рабочей полосы частот приводятся в технической документации на антенну.

К сожалению, этого нельзя сказать о характеристиках антенн на частотах, существенно отличающихся от рабочих. Внеполосные характеристики антенн в настоящее время не нормируются, не контролируются при их производстве или сертификации и не приводятся в эксплуатационной и иной технической документации. (Отметим, что специалисты в области ЭМС надеются в ближайшем будущем добиться внедрения нормирования внеполосных характеристик антенн в практику технического регулирования.)

В то же время расчет мощности радиопомехи на входе приемника предполагает, как было показано выше (разд. 7.3.2), знание коэффициента усиления антенны РПМ — приемника помех в направлении антенны РПД — источника помехи на частоте помехи. Частота помехи может весьма существенно отличаться от рабочей частоты антенны приемника, а при этом, как известно [14], пространственные и энергетические характеристики антенны могут не только количественно, но и качественно отличаться от паспортных.

Напомним кратко об особенностях распространенных типов антенн диапазонов ОВЧ и УВЧ, с которыми связана возможность приема помехи на частотах, существенно отличающихся от рабочих, на примере наиболее распространенных типов антенн базовых (центровых) станций подвижной радиосвязи.

Для базовых станций сотовой связи обычно используют антенны с секторными диаграммами направленности [15, 16]. Эти антенны представляют собой многоэтажные линейные антенные решетки панельных излучателей, т.е. вибраторных излучателей со сплошным металлическим рефлектором. В ряде случаев (для сотовых структур с небольшим коэффициентом повторного использования частот [16]) в качестве антенн базовых станций сотовых сетей используют всенаправленные антенны (решетки вертикальных вибраторов или коллинеарные антенны). В качестве антенн базовых станций (радиоцентров) профессиональных транкинговых систем подвижной радиосвязи в зависимости от конфигурации зоны обслуживания используют всенаправленные антенны (вибраторные излучатели, линейные решетки на их основе, коллинеарные антенны, кольцевые антенные решетки с круговыми диаграммами направленности) или направленные антенны (панельные излучатели, линейные решетки на их основе, антенны Уда–Яги, логопериодические антенны, кольцевые антенные решетки с секторными диаграммами направленности).

Излучающие системы всех упомянутых антенн представляют собой совокупность определенным образом возбужденных линейных проводников, преимущественно с резонансными электрическими длинами. Тем самым предопределена возможность квазипериодического характера энергетических характеристик антенн [14]. Напомним, что даже для уединенного симметричного полуволнового вибратора на частотах, близких к утроенной, упятеренной и т.д. рабочей частоте, имеют место резонансы, причем входной импеданс вибратора при этом не слишком отличается от импеданса на рабочей частоте [14], т.е. на соответствующих частотах антенна излучает (принимает) электромагнитные волны примерно так же хорошо, как на рабочей частоте. (Резонансы имеют место и вблизи четных гармоник рабочей частоты, но при этом входное сопротивление вибратора существенно выше.)

Квазипериодический характер имеют и частотные характеристики устройств фидерного тракта в составе антенн, реализованных на длинных линиях: симметрирующих и согласующих устройств, делителей мощности, распределительных линий, шлейфов, четвертьволновых стаканов и т.д. При объединении активных вибраторов, пассивных проводников-переизлучателей и узлов фидерного тракта в сложную антенную систему благодаря взаимодействию элементов характер частотной зависимости энергетических характеристик существенно усложняется, появляются дополнительные резонансы, в том числе на частотах, не кратных рабочей.

Характеристика направленности антенны на частотах, значительно стлечающихся от рабочей, нередко становится существенно отличной от паспортной. По мере роста частоты ДН деформируется, а начиная с какого-то момента — «разваливается» (главный лепесток ДН расщепляется на несколько узких лепестков, между которыми имеются глубокие провалы; появляются или резко увеличиваются боковые лепестки и т.д.).

Все вышесказанное приводит к тому, что на частотах, существенно отличающихся от рабочей частоты антенны, возможен весьма эффективный прием помех, причем с самых различных направлений, вообще говоря, не совпадающих с направлением главного излучения (приема) на рабочей частоте.

Итак, для анализа ЭМС необходимы достаточно точные данные по внеполосным характеристикам усиления антенны РЭС — рецептора. Соответствующие характеристики, вообще говоря, могут быть определены экспериментально с использованием известных методов измерения параметров антенн [17]. Однако в большинстве случаев при проектировании объектов связи и телерадиовещания проведение подобных измерений не только экономически неэффективно, но и практически трудноосуществимо. Напомним, что речь идет либо об антенне планируемого к развертыванию (т.е. еще не поставленного или даже не закупленного) оборудования, либо об антенне действующего РЭС (для которой вывод из эксплуатации, а тем более демонтаж и доставка на антенный полигон обычно не допускаются).

Гораздо более эффективным вариантом является расчет внеполосных характеристик антенны на основе имеющихся данных о ее конструкции, геометрических (электрических) размерах элементов излучающей части антенны и входящих в ее состав устройств фидерного тракта (симметрирующих, согласующих, распределительных, диаграммообразующих) и т.д. При этом для расчета пространственных и импедансных характеристик антенн и антенных систем должны использоваться строгие электродинамические методы (методы интегрального уравнения, метод обобщенной эквивалентной цепи и т.п.) [18, 19], обеспечивающие достаточно точный расчет не только характеристик направленности, но и входного импеданса антенны, и созданные на их основе современные программные продукты (в частности, известная программа NEC, ряд версий которой имеется в свободном доступе; см., например, ресурс <http://emlib.jpl.nasa.gov/EMLIB/files.html#non-local>). Учет фидерных, симметрирующих, согласующих, распределительных, диаграммообразующих и иных устройств в составе систем питания антенн (антенных систем, антенных решеток) должен выполняться также на основе применения строгих методов электродинамики, теории цепей, теории многополосников и т.д. (например, с использованием программы Microwave Office).

Итак, в качестве характеристики внеполосного усиления должен использоваться коэффициент усиления антенны как функции угловых координат на частотах, соответствующих существенным уровням возможного внеполосного приема (контролируемые частоты). В число контролируемых частот должны быть включены [20]:

- частоты, соответствующие максимумам интенсивности приема в паразитных полосах приема антенны;
- рабочие частоты антенн, расположенных вблизи мощных источников радиопомех.

Частоты, соответствующие максимумам интенсивности приема, определяются по результатам расчета (измерения) входных параметров антенны в широкой полосе частот. Действительно, если пренебречь активными потерями мощности в проводниках, излучаемая антенной мощность P_{Σ} определится выражением

$$P_{\Sigma} = P_0 (1 - |\Gamma|^2) = P_0 \left[1 - \left(\frac{K_{\text{от}} - 1}{K_{\text{от}} + 1} \right)^2 \right] = P_0 \left[1 - \left(\frac{1 - K_6}{1 + K_6} \right)^2 \right], \quad (7.16)$$

где P_0 — мощность на входе антенны; Γ , $K_{\text{от}}$, K_6 — соответственно коэффициент отражения, коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН) и коэффициент бегущей волны (КБВ) на входе антенны.

Из (7.16) следует, что частоты, соответствующие максимумам излучаемой (а в силу принципа взаимности и принимаемой) антенной мощности определяются минимумами коэффициента отражения (минимумами КСВН, максимумами КБВ).

Общий алгоритм анализа включает следующие основные этапы [20–22]:

- предварительный расчет частотной характеристики входного импеданса антенны в широкой полосе частот;
- определение контролируемых частот;
- расчет характеристик направленности и коэффициента усиления антенны для контролируемых частот.

Характеристики внеполосного коэффициента усиления для конкретного типа антенны могут при необходимости рассчитываться заранее и фиксироваться (в форме графиков, таблиц и т.д.).

В качестве примера рассмотрим результаты расчета внеполосных характеристик антенны вертикальной поляризации для базовых станций транкинговой подвижной радиосвязи. Расчеты проводились методом обобщенной эквивалентной цепи [18] с учетом продольных и поперечных размеров всех входящих в антенны проводников.

Первая из рассматриваемых антенн представляет собой линейную решетку вибраторных излучателей. Излучатель — симметричный полуволновый вибратор с симметрирующим устройством на отрезке трехпроводной линии [16]. На рис. 7.4 приведены результаты расчета КБВ на входе вибратора (пунктирная кривая) и излучателя в целом (сплошная кривая). КБВ на входе вибратора определялся относительно сопротивления, равного резонансному сопротивлению вибратора на рабочей частоте, а на входе излучателя — относительно волнового сопротивления тракта (в данном случае 50 Ом). Видим, что в окрестностях частот $3f_0$ и $5f_0$ действительно имеются полосы интенсивного приема как у вибратора, так и у излучателя в целом. В число контролируемых должны быть включены, как минимум, частоты $3,2f_0$ и $4,5f_0$.

На рис. 7.5, б в качестве примера приведены расчетные характеристики внеполосного коэффициента усиления четырехэтажной линейной решетки, построенной из вышеописанных вибраторных излучателей (общий вид решетки — на рис. 7.5, а) с использованием распределителя мощности 1:4 на основе четвертьволнового трансформатора, на частотах $3,2f_0$ и $4,5f_0$, соответствующих максимумам КБВ (рис. 7.4). Видим, что внеполосный коэффициент усиления решетки G в отдельных направлениях весьма высок (близок к коэффициенту усиления G_0 на рабочей частоте f_0).

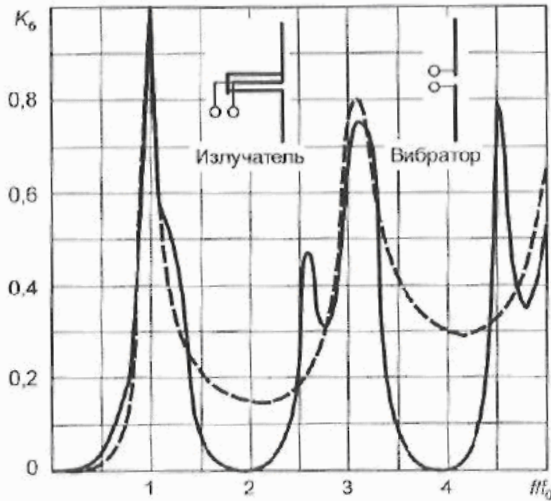


Рис. 7.4. Частотные характеристики входного КБВ симметричного вибратора и излучателя на его основе

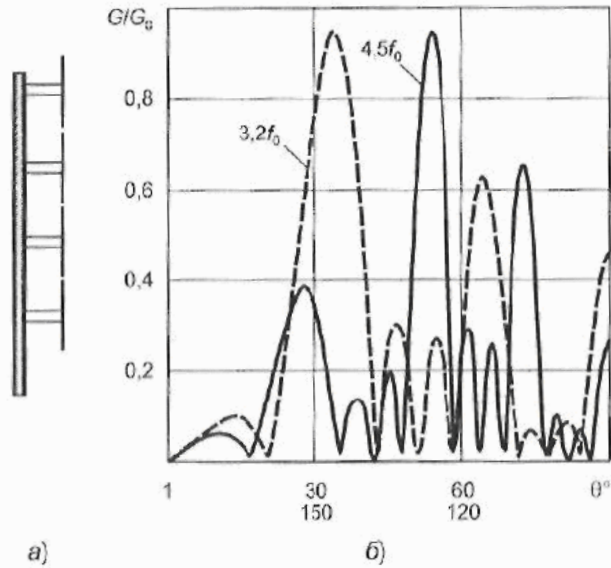


Рис. 7.5. Четырехэтажная линейная решетка вибраторных излучателей (а) и ее характеристика внеполосного коэффициента усиления на частотах $3,2f_0$ и $4,5f_0$ (б)

Рассмотрим еще несколько типичных примеров.

На рис. 7.6, б приведены расчетные характеристики внеполосного коэффициента усиления пятисекционной коллинеарной антенны на четвертьволновых стаканах [16, 21] на частотах $3,1f_0$ и $4,9f_0$ (соответствуют максимумам КБВ). Антенна (конструкцию поясняет эскиз на рис. 7.6, а) представляет собой решетку полуволновых вибраторов, возбуждаемых волной, бегущей в коаксиальной линии, через щели в экране, причем плечо вибратора представляет собой внешний проводник резонансного четвертьволнового «стакана»

(внутренний проводник — экран коаксиальной линии). Видим, в частности, что в окрестностях третьей гармоники рабочей частоты коэффициент усиления в горизонтальном направлении ($\theta = 90^\circ$) такой же, как на рабочей частоте, а в направлениях $\theta = (90 \pm 40)^\circ$ даже превосходит его. Достаточно интенсивные внеполосные резонансы имеются и вблизи пятой гармоники.

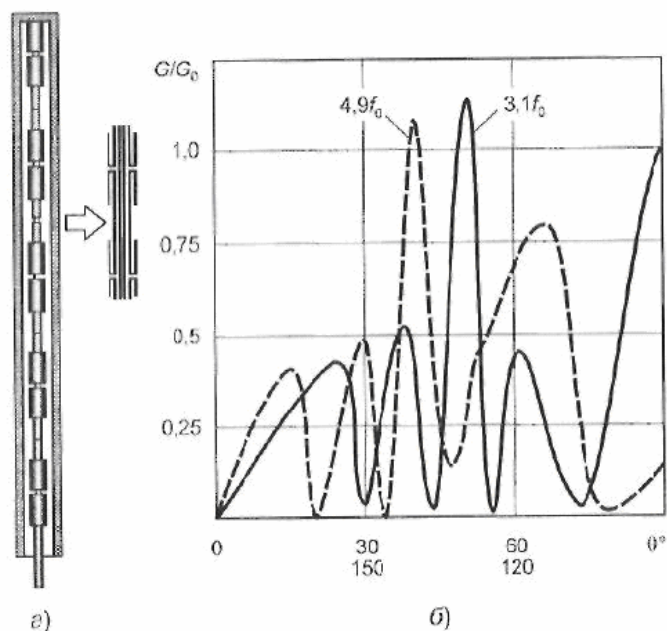


Рис. 7.6. Пятисекционная коллинеарная антенна на четвертьволновых стаканах (а) и ее характеристика внеполосного коэффициента усиления на частотах $3,1f_0$ и $4,9f_0$ (б)

На рис. 7.7, б приведены расчетные характеристики внеполосного коэффициента усиления четырехсекционной коллинеарной антенны Франклина–Маркони (вариант выполнения противофазного участка в виде шлейфа) [15, 16]. Антенна (рис. 7.7, а) содержит излучающие на рабочей частоте (прямолинейные) и слабо излучающие (в виде шлейфов) участки проводника. Характеристики коэффициента усиления, как и в предыдущем случае, приведены для частот, соответствующих максимумам КБВ. Однако, несмотря на внешнее сходство антенн рис. 7.6, а и 7.7, а, их внеполосные характеристики заметно отличаются. Во-первых, в силу геометрической асимметрии антенны Франклина–Маркони относительно вертикальной оси на частотах, отличных от рабочих, нарушается азимутальная изотропия диаграммы направленности. (Для удобства на рис. 7.7, б характеристики, соответствующие плоскости $\varphi = 0$, условно приведены для диапазона полярных углов $\theta \in [0, 360^\circ]$, что, строго говоря, не соответствует общепринятому определению сферических координат.) Во-вторых, у антенны Франклина–Маркони появляются заметные максимумы КБВ на частоте, меньшей, чем рабочая, а также вблизи четных гармоник рабочей частоты.

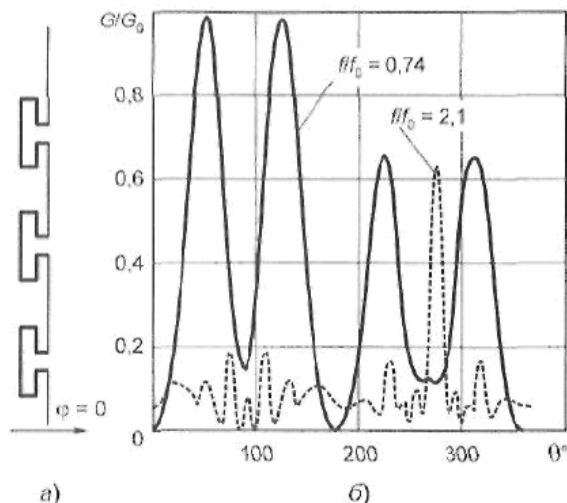


Рис. 7.7. Четырехсекционная антенна Франклина–Маркони (а)

и ее характеристика внеполосного коэффициента усиления на частотах $0,74 f_0$ и $2,1 f_0$ (б)

На рис. 7.8 приведены результаты расчета характеристик внеполосного коэффициента усиления четырехэлементной антенны Уда–Яги («волновой канал») [15, 16], содержащей активный петлевой вибратор, линейный рефлектор и два линейных директора. На частотах, сильно отличающихся от рабочей, в том числе вблизи 3-й и 5-й гармоник, где наблюдаются максимумы КБВ, направленные свойства антенны качественно меняются. Вместо относительно узкого лепестка, ориентированного вдоль оси антенны ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0$), имевшего место на рабочей частоте, на гармониках возникают интенсивные лепестки диаграммы направленности в боковых направлениях, причем внеполосный коэффициент усиления, как видно из рис. 7.8, в некоторых случаях в два и более раз превышает коэффициент усиления на рабочей частоте.

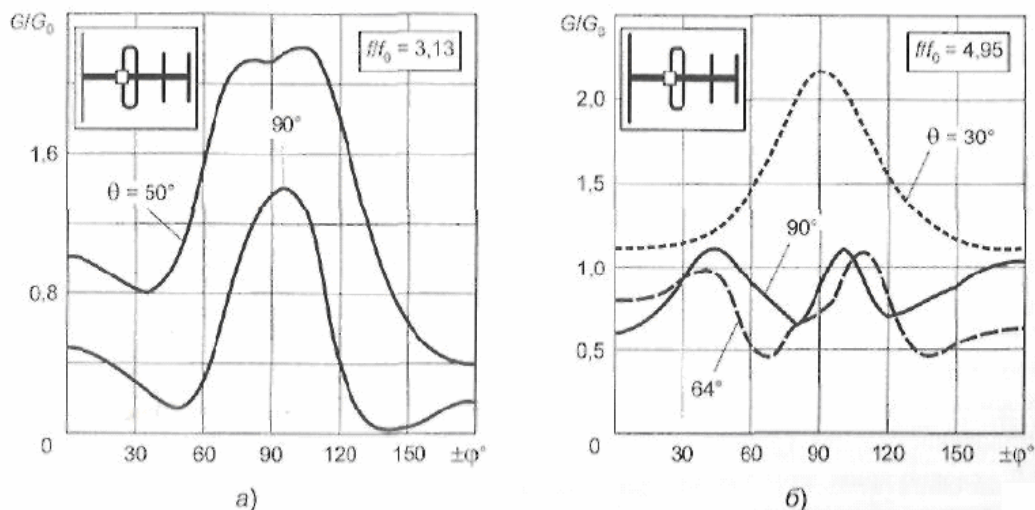


Рис. 7.8. Азимутальная характеристика внеполосного коэффициента усиления четырехэлементной антенны Уда–Яги на частотах $3,13 f_0$ (а) и $4,95 f_0$ (б)

Построенные заранее по результатам расчетов графики, аналогичные рис. 7.5–7.8, для различных типов антенн могут использоваться при расчетах ЭМС в тех случаях, когда проектировщик не располагает необходимыми программными средствами для проведения расчетов непосредственно в процессе проектирования. Разумеется, для решения практических задач обеспечения ЭМС подобные характеристики должны быть рассчитаны для существенно большего, чем в наших примерах, количества контролируемых частот.

Примеры.

1. Рассчитаем коэффициент усиления приемной коллинеарной антенны базовой станции корпоративной системы транкинговой подвижной радиосвязи (рис. 7.6, а, рабочая частота $f_0 = 148,2$ МГц, коэффициент усиления на рабочей частоте $G_0 = 7$ дБ относительно полуволнового вибратора) в направлении источника мощной помехи — антенны телевизионного вещания на 21-м канале (частота несущей сигнала изображения $f = 471,25$ МГц), расположенной поблизости на более высокой опоре ($\theta = 60^\circ$).

Отношение частоты помехи к рабочей частоте антенны $f/f_0 = 471,25 / 148,2 \approx 3,18$. Можно воспользоваться графиком рис. 7.6, б для $f/f_0 = 3,1$. Для $\theta = 60^\circ$ имеем $G/G_0 \approx 0,45$. Выразим это отношение в дБ: $G/G_0 = 10 \lg 0,45 = -3,5$ дБ. Искомый коэффициент усиления (относительно полуволнового вибратора) $G = 7 - 3,5 = 3,5$ дБ.

2. Рассчитаем коэффициент усиления приемной антенны Франклина–Маркони (рис. 7.7, рабочая частота 816 МГц, коэффициент усиления на рабочей частоте $G_0 = 3,2$ дБ) в направлении антенны телевизионного вещания на 37-м канале (частота несущей сигнала изображения $f = 599,25$ МГц, $\varphi = 180^\circ$, $\theta = 60^\circ$).

Отношение частоты помехи к рабочей частоте антенны $f/f_0 = 599,25 / 816 \approx 0,734$. Можно воспользоваться графиком рис. 7.7, б для $f/f_0 = 0,74$. С учетом принятых на рис. 7.7, б обозначений направление на источник помехи соответствует $\theta = 300^\circ$. Для этого случая $G/G_0 \approx 0,65$. Выразим это отношение в дБ: $G/G_0 = 10 \lg 0,65 \approx -1,9$ дБ. Искомый коэффициент усиления (относительно полуволнового вибратора) $G = 3,2 - 1,9 = 1,3$ дБ.

3. Рассчитаем коэффициент усиления антенны Уда–Яги (рис. 7.8, приемная антенна телевизионного ретранслятора с подачей сигнала на частоте 27-го ТВ канала (рабочая частота — несущая сигнала изображения 519,25 МГц, коэффициент усиления на рабочей частоте $G_0 = 5,5$ дБ) в направлении антенны передатчика MMDS, работающего на частоте 2600 МГц, расположенной на той же высотной отметке позади антенны Уда–Яги ($\varphi = 180^\circ$, $\theta = 90^\circ$).

Отношение частоты помехи к рабочей частоте антенны: $f/f_0 = 2600/519,25 \approx 5,01$. Можно воспользоваться графиком рис. 7.8, б для $f/f_0 = 4,95$. Для $\varphi = 180^\circ$, $\theta = 90^\circ$ определяем $G/G_0 \approx 0,8$. Выразим это отношение в дБ: $G/G_0 = 10 \lg 0,8 \approx -0,97$ дБ. Искомый коэффициент усиления (относительно полуволнового вибратора) $G = 5,5 - 0,97 = 4,53$ дБ.

7.3.6. Расчет развязки между близко расположенными антеннами

Под близко расположенными понимаются антенны, разнесенные на относительно малое расстояние, где еще не сформированы их ДН. В таких случаях расчет развязки должен выполняться на основе электродинамического анализа антенн — решения соответствующей электродинамической задачи, в рамках которой определяются токи, текущие в проводниках антенн. К настоящему времени разработано большое число различных численных методов электродинамического анализа, весьма эффективных, но требующих значительных вычислительных затрат и реализуемых только на ЭВМ [18, 19]. Изучение таких методов выходит за рамки настоящей книги. Поэтому ниже будет рассмотрен один из исторически первых методов — метод наведенных электродвижущих сил (ЭДС), позволяющий обойтись небольшими объемами вычислений, которые вполне могут быть выполнены вручную.

Но сначала рассмотрим вопросы расчета развязки на основе электродинамического анализа. Здесь можно выделить два принципиально различных подхода [23, 24]. В рамках пер-

вого развязка определяется по напряжению, наведенному в нагрузке одной из антенн, которая является пассивной, при возбуждении другой антенны. При этом требуется высокая точность решения электродинамической задачи. Второй подход предполагает определение искомых характеристик по распределению поля в дальней зоне. Последнее обладает так называемыми стационарными свойствами, т.е. слабо зависит от точности определения тока, что значительно упрощает электродинамический анализ и в принципе дает возможность использовать метод наведенных ЭДС. Последнее обстоятельство в данном случае имеет решающее значение, так как предполагается возможность расчета без использования ЭВМ.

По этим причинам далее будем рассматривать именно второй подход. При этом, учитывая, что методика расчета развязки достаточно сложна, мы ограничимся рассмотрением ее упрощенного варианта, позволяющего анализировать антенны с одинаковым типом поляризации [18]. Следует отметить, что это наилучший случай, так как согласованные по поляризации антенны сильнее взаимодействуют. Соответствующее ограничение примем и в методике электродинамического анализа — ограничимся рассмотрением систем параллельных проводников.

Итак, пусть требуется рассчитать развязку в системе двух одноэлементных антенн с одним типом поляризации. Будем рассматривать данную систему как четырехполосник, входами которого являются входы антенн. Антеннам и входам присвоим номера 1 и 2. В рамках рассматриваемого подхода электродинамический анализ выполняется при возбуждении входов источниками тока (токи J_1 и J_2 , где нижний индекс есть номер входа). Если вход остается пассивным, то он может быть либо замкнут накоротко, либо разомкнут.

Электродинамический анализ выполняется для пяти режимов возбуждения:

- режим 1 — возбуждение входа 1 единичным током ($J_1 = 1$ А) при разомкнутом входе 2;
- режим 2 — то же при замкнутом входе 2;
- режим 3 — возбуждение входа 2 единичным током ($J_2 = 1$ А) при разомкнутом входе 1;
- режим 4 — то же при замкнутом входе 1;
- режим 5 — противофазное возбуждение системы единичными токами ($J_1 = 1$ А, $J_2 = -1$ А).

Для каждого k -го режима возбуждения решением электродинамической задачи определяется ДН $f_k(\theta, \psi)$ как комплекснозначная функция обеих угловых сферических координат — полярного угла θ и азимута ψ . Все ДН нормируются единообразно, т.е. к одному и тому же уровню, а не каждая к своему максимуму, как это принято.

Кроме того, для каждого из режимов 1, 3, 5 определяется значение напряженности электрического поля E_k в некоторой точке в направлении (θ_0, ψ_0) на достаточно большом расстоянии R_0 (в дальней зоне). В данном направлении все ДН должны иметь ненулевые значения; кроме того, для упрощения расчета поля это направление должно быть перпендикулярно осям проводников.

Идея метода состоит в построении эквивалентной схемы четырехполосника, образованного системой двух антенн, и определения его коэффициента передачи, который полностью характеризует взаимодействие антенн, т.е. уровень их развязки. В качестве эквивалентной схемы используется Т-образная цепь, параметрами которой являются три импеданса: $z = r + ix$, $z_1 = r_1 + ix_1$, $z_2 = r_2 + ix_2$ (r, r_1, r_2 — активные составляющие; x, x_1, x_2 — реактивные, Ом). После того как данные импедансы найдены, определяются Z-параметры четырехполосника $Z_{11}, Z_{12}, Z_{21}, Z_{22}$ по формулам:

$$Z_{11} = \frac{z_1 + z}{W_1}; \quad Z_{12} = Z_{21} = \frac{z}{\sqrt{W_1 W_2}}; \quad Z_{22} = \frac{z_2 + z}{W_2}, \quad (7.17)$$

а затем рассчитывается рабочее ослабление a , дБ, по формуле

$$a = -20 \lg \left| \frac{2Z_{21} \sqrt{W_1/W_2}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}-1) - Z_{12}Z_{21}} \right|. \quad (7.18)$$

Здесь W_1, W_2 — волновые сопротивления фидеров, подключенных к антеннам 1 и 2 соответственно.

Таким образом, задача сводится к отысканию импедансов эквивалентной схемы z, z_1, z_2 . Данные параметры находятся следующим образом [18].

Рассчитываются мощности излучения P_k , Вт, для режимов возбуждения 1, 3, 5:

$$P_k = \frac{R_0^2 |E_k|^2}{240\pi |f_k(\theta_0, \psi_0)|^2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |f_k(\theta, \psi)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\psi, \quad k = 1, 3, 5. \quad (7.19)$$

По найденным значениям P_1, P_3, P_5 определяются активные составляющие импедансов эквивалентной схемы:

$$r = P_1 + P_3 - P_5; \quad r_1 = P_1 - P_3 + P_5; \quad r_2 = -P_1 + P_3 + P_5. \quad (7.20)$$

Следует отметить, что импедансы являются не реализуемыми физически элементами, а параметрами эквивалентной схемы, т.е. абстракциями, для которых не требуется выполнение условий физической реализуемости. Так, в частности, активные составляющие импедансов вполне могут быть отрицательными.

При нахождении реактивных составляющих импедансов эквивалентной схемы сначала вычисляются параметры a_1 и a_2 по формулам:

$$a_1 = \frac{f_1(\theta', \psi') f_4(\theta_0, \psi_0) - f_1(\theta_0, \psi_0) f_4(\theta', \psi')}{f_2(\theta', \psi') f_4(\theta_0, \psi_0) - f_2(\theta_0, \psi_0) f_4(\theta', \psi')}, \quad (7.21)$$

$$a_2 = \frac{f_1(\theta_0, \psi_0) - a_1 f_2(\theta_0, \psi_0)}{f_4(\theta_0, \psi_0)}, \quad (7.22)$$

где θ', ψ' — полярный угол и азимут, задающие некоторое направление (θ', ψ') , отличное от направления (θ, ψ_0) .

Реактивные составляющие импедансов эквивалентной схемы рассчитываются по формулам:

$$x = \frac{r \operatorname{Re} \left(\frac{1 - a_2}{a_1 + a_2 - 1} \right) - r_1}{\operatorname{Im} \left(\frac{1 - a_2}{a_1 + a_2 - 1} \right)}; \quad (7.23)$$

$$x_1 = r \operatorname{Im} \left(\frac{1 - a_2}{a_1 + a_2 - 1} \right) - x \operatorname{Re} \left(\frac{1 - a_2}{a_1 + a_2 - 1} \right); \quad (7.24)$$

$$x_2 = r \operatorname{Im} \left(\frac{a_2}{a_1 - 1} \right) - x \operatorname{Re} \left(\frac{a_2}{a_1 - 1} \right). \quad (7.25)$$

Таким образом, расчет развязки близко расположенных антенн выполняется в следующей последовательности:

1) решение пяти электродинамических задач для пяти режимов возбуждения, указанных выше (метод электродинамического анализа будет рассмотрен ниже); расчет ДН $f_k(\theta, \psi)$ и значений поля E_k ;

- 2) расчет мощностей излучения P_1, P_3, P_5 для режимов 1, 3, 5 по формуле (7.19);
- 3) расчет активных составляющих r, r_1, r_2 импедансов эквивалентной схемы по формулам (7.20);
- 4) расчет параметров a_1 и a_2 по формулам (7.21), (7.22);
- 5) расчет реактивных составляющих x, x_1, x_2 импедансов эквивалентной схемы по формулам (7.23–7.25);
- 6) расчет Z -параметров эквивалентной схемы по формулам (7.17);
- 7) расчет рабочего ослабления по формуле (7.18).

Приведем некоторые рекомендации применительно к изложенной методике.

Наибольшие вычислительные трудности (в смысле объемов вычислений) представляет расчет мощностей излучения по формуле (7.19), предполагающий численное интегрирование. И хотя вполне приемлемым здесь оказывается наиболее простой алгоритм численного интегрирования по методу прямоугольников, все же вычисление двукратного (поверхностного) интеграла вручную представляется проблематичным. Для преодоления указанной трудности рекомендуется использовать следующий известный прием [16, 25].

В большинстве случаев ДН как функцию двух переменных (углов θ и ψ) с достаточной точностью можно представить в виде произведения двух ДН — в вертикальной и в горизонтальной плоскостях, каждая из которых является функцией только одной переменной. Такое приближенное представление имеет вид:

$$f_k(\theta, \psi) \approx f_k^b(\theta) f_k^r(\psi), \quad (7.26)$$

где $f_k^b(\theta)$, $f_k^r(\psi)$ — ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно.

Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости определяется при $\theta = 90^\circ$: $f_k^r(\psi) = f_k(90^\circ, \psi)$ (напомним, что в сферической системе координат полярный угол θ отсчитывается от вертикали вниз и значению $\theta = 90^\circ$ соответствуют горизонтальные направления). ДН в вертикальной плоскости определяется при азимуте ψ_m , соответствующем максимуму ДН в горизонтальной плоскости: $f_k^b(\theta) = f_k(\theta, \psi_m)$, $\max \{f_k^r(\psi)\} = f_k^r(\psi_m)$.

Представление (7.26) обеспечивает разделение переменных θ и ψ , благодаря чему двукратный интеграл в (7.19) переходит в произведение двух однократных и многократно сокращаются объемы вычислений при численном интегрировании. Кроме того, при этом существенно упрощается расчет ДН в рамках электродинамического анализа благодаря многократному уменьшению числа точек, в которых требуется определять значения ДН.

С учетом представления (7.26) и использования метода прямоугольников расчет мощностей излучения выполняется по формуле

$$P_k = \frac{\pi R_0^2 |E_k|^2}{120 |f_k(\theta_0, \psi_0)|^2 N_1 N_2} \left[\sum_{n=1}^{N_1} |f_k^b(\theta_n)|^2 \sin \theta_n \right] \left[\sum_{n=1}^{N_2} |f_k^r(\psi_n)|^2 \right], \quad (7.27)$$

где N_1 — число разбиений промежутка $[0, \pi]$ при интегрировании по θ ; N_2 — число разбиений промежутка $[0, 2\pi]$ при интегрировании по ψ ; $\theta_n = (n-0,5)\pi/N_1$ — n -е значение угла θ ; $\psi_n = (n-0,5)2\pi/N_2$ — n -е значение угла ψ .

Числа N_1 и N_2 выбираются таким образом, чтобы величины $\Delta_\theta = 180^\circ/N_1$ (шаг по θ) и $\Delta_\psi = 360^\circ/N_2$ (шаг по ψ) составляли единицы градусов. При этом, чем больше вариация ДН (т.е. чем «круче» скаты ее лепестков), тем большие значения N_1 и N_2 должны выбирать-

ся. Как правило, $2^\circ \leq \Delta_\theta \leq 10^\circ$, $2^\circ \leq \Delta_\psi \leq 10^\circ$, причем значения, близкие к 10° , берутся для слабо направленных антенн, например при разбиении квазикруговой ДН в горизонтальной плоскости всенаправленной антенны, а значения, близкие к 2° , — для достаточно остро направленных антенн с шириной главного лепестка 60° и менее. При отсутствии априорных сведений о свойствах направленности антенн рекомендуется брать величины в середине указанного диапазона $\Delta_\theta = \Delta_\psi = 5 \dots 6^\circ$, которые при необходимости (по результатам расчета ДН) могут быть затем уменьшены.

Заметим, что представление (7.26) (разделение переменных) дает весьма существенный эффект в смысле сокращения объемов вычислений. Так, при $\Delta_\theta = \Delta_\psi = 5^\circ$ возникает 36 значений ДН в вертикальной плоскости и 72 значения ДН в горизонтальной плоскости, т.е. в (7.27) придется суммировать $36 + 72 = 108$ величин. Без использования представления (7.26) при этих же условиях пришлось бы вычислять $36 \cdot 72 = 2592$ значения ДН и столько же величин суммировать.

Параметры N_1 и N_2 рекомендуется определять сразу после расчета тока в проводниках антенн и непосредственно перед расчетом ДН и значения поля E_k . После определения параметров рассчитываются дискретные значения углов θ и ψ , подставляемые в (7.27): $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_1}$; $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_{N_2}$. Углы $\theta_0, \psi_0, \theta', \psi'$ рекомендуется выбирать из этих дискретных значений (опять-таки с целью сокращения объемов вычислений). Кроме того, направление (θ_0, ψ_0) , как уже указывалось, должно быть перпендикулярно осям проводников.

ДН $f_1(\theta, \psi)$, $f_3(\theta, \psi)$, $f_5(\theta, \psi)$ фигурируют в процедуре численного интегрирования и должны рассчитываться при всех дискретных значениях θ и ψ , подставляемых в (7.27). ДН $f_2(\theta, \psi)$ и $f_4(\theta, \psi)$ не интегрируются, они фигурируют только в (7.21), (7.22), причем используются только два значения этих ДН — для направлений (θ_0, ψ_0) и (θ', ψ') . Соответственно только для этих направлений и нужно рассчитывать значения ДН $f_2(\theta, \psi)$ и $f_4(\theta, \psi)$. В том случае, если в (7.21) возникнет ситуация «деление на ноль», необходимо изменить значения θ', ψ' , вновь выбирая их из дискретных значений $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_1}$; $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_{N_2}$, и соответствующим образом пересчитать значения $f_2(\theta', \psi')$ и $f_4(\theta', \psi')$.

Перейдем теперь к рассмотрению методики электродинамического анализа. Положенный в ее основу метод наведенных ЭДС пригоден для анализа относительно простых вибраторных антенн, содержащих активные вибраторы и пассивные элементы (рефлекторы, директоры и т.д.) длиной не более длины волны. Все элементы антенной системы должны представлять собой прямолинейные цилиндрические проводники, электрически тонкие, т.е. имеющие радиус, значительно меньший длины волны. Каждый элемент характеризуется своим током, который требуется найти (за исключением активных вибраторов с заданными токами). В нашем случае, как уже отмечалось, все проводники должны быть параллельны.

Активный вибратор представляет собой прямолинейный проводник с узким зазором в средней точке, к которому подводится питающее напряжение. В данном случае вибратор может быть возбужден (в зазоре — источник тока), замкнут накоротко (зазор отсутствует), разомкнут (зазор присутствует, но в нем нет никаких источников). Если вибратор возбужден, то его ток задан, т.е. известен и не входит в число искомых величин. Если вибратор замкнут, то он рассматривается просто как прямолинейный проводник. Если вибратор разомкнут, то он рассматривается как пара прямолинейных проводников, разделенных зазором. В анализируемой системе может быть либо один возбужденный вибратор (режимы возбуждения 1–4), либо два (режим 5).

Построение электродинамической модели иллюстрируется на рис. 7.9, где в качестве примера показана система, содержащая следующие элементы: разомкнутый вибратор (рассматриваемый как два проводника), пассивный элемент, активный возбужденный вибратор. Проводники условимся нумеровать всегда таким образом, чтобы возбужденные вибраторы (один или два) имели наибольшие номера. Число неизвестных токов обозначим N , при этом номера проводников, не являющихся возбужденными вибраторами, будут $1, 2, \dots, N$, номера возбужденных вибраторов — $N+1, N+2$ (при одном возбужденном вибраторе — только $N+1$). Нумерация в нашем примере: $1, 2$ — плечи («половинки») разомкнутого вибратора; 3 — пассивный элемент; 4 — возбужденный вибратор. Для определения пространственной формы анализируемой структуры вводится базовая декартова система координат и для каждого n -го проводника задаются следующие параметры: \vec{r}_n — радиус-вектор средней точки; l_n — длина; a_n — радиус. Кроме того, для указания направления проводников задается орт (единичный вектор) \vec{l}_0 . Так как проводники параллельны, их направления совпадают, и достаточно задать только один такой орт. С базовой декартовой системой координат определенным образом связаны и углы θ, ψ (см. рис. 7.9).

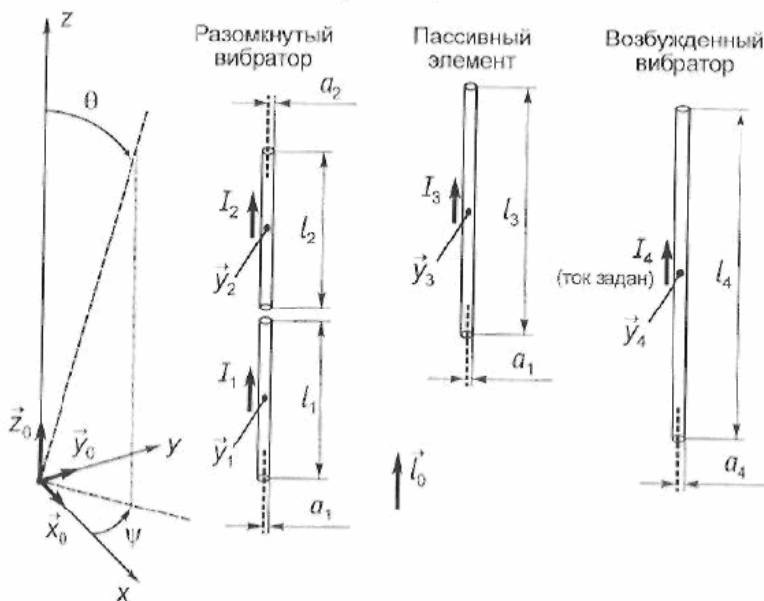


Рис. 7.9. Построение электродинамической модели

Токи проводников обозначим I_n (в нашем примере $n = 1, 2, 3, 4$). Направления токов соответствуют направлению орта \vec{l}_0 . В качестве тока возбужденного вибратора I_4 берется ток источника, равный ± 1 А в зависимости от режима возбуждения, как это указывалось выше.

Токи проводников определяются решением системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ)

$$\sum_{k=1}^N K_{nk} I_k = E_n, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (7.28)$$

где K_{nk} — элементы матрицы СЛАУ, определяемые пространственной формой анализируемой структуры; E_n — свободные члены СЛАУ, определяемые режимом возбуждения проводочной структуры.

В нашем примере $N = 3$, и СЛАУ можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} K_{11}I_1 + K_{12}I_2 + K_{13}I_3 = E_1; \\ K_{21}I_1 + K_{22}I_2 + K_{23}I_3 = E_2; \\ K_{31}I_1 + K_{32}I_2 + K_{33}I_3 = E_3. \end{cases} \quad (7.29)$$

Элементы матрицы СЛАУ рассчитываются по формулам:

$$K_{nk} = \frac{-i10I_n}{\sin(\beta l_k/2)} \sum_{m=1}^3 \left[\frac{\exp(-i\beta R_{nkm}^{(-)})}{R_{nkm}^{(-)}} - 2 \cos(\beta l_k/2) \frac{\exp(-i\beta R_{nkm})}{R_{nkm}} + \frac{\exp(-i\beta R_{nkm}^{(+)})}{R_{nkm}^{(+)}} \right]; \quad (7.30)$$

$$R_{nkm}^{(-)} = \left| \left(\vec{r}_k - \vec{v}_0 \frac{l_k}{2} \right) - \left(\vec{r}_n - \vec{v}_0 \frac{l_n}{3} (2-m) \right) \right|; \quad (7.31)$$

$$R_{nkm} = \left| \vec{r}_k - \left(\vec{r}_n - \vec{v}_0 \frac{l_n}{3} (2-m) \right) \right|; \quad (7.32)$$

$$R_{nkm}^{(+)} = \left| \left(\vec{r}_k + \vec{v}_0 \frac{l_k}{2} \right) - \left(\vec{r}_n - \vec{v}_0 \frac{l_n}{3} (2-m) \right) \right|, \quad (7.33)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda$ — волновое число (λ — длина волны, м).

Свободные члены при одном возбужденном вибраторе находятся по формуле

$$E_n = -K_{n(N+1)}I_{N+1}, \quad (7.34)$$

а при двух возбужденных вибраторах — по формуле

$$E_n = -K_{n(N+1)}I_{N+1} - K_{n(N+2)}I_{N+2}, \quad (7.35)$$

где величины $K_{n(N+1)}$, $K_{n(N+2)}$ рассчитываются по формулам (7.30)–(7.33) для $k = N+1$ и $k = N+2$ соответственно (напомним, что токи I_{N+1} и I_{N+2} заданы).

Ненормированная ДН, соответствующая k -му режиму возбуждения, определяется соотношением

$$F_k(\theta, \psi) = \sum_{n=1}^{N+M} I_n \frac{\cos\{\beta l_n \vec{l}_0 \vec{v}_0(\theta, \psi)/2\} - \cos\{\beta l_n/2\}}{\sqrt{1 - \{\vec{l}_0 \vec{v}_0(\theta, \psi)\}^2}} \exp\{i \vec{r}_n \vec{v}_0(\theta, \psi)\}, \quad (7.36)$$

где M — число возбужденных вибраторов ($M = 1$ для режимов возбуждения 1–4, $M = 2$ для режима 5); $\vec{v}_0(\theta, \psi) = \vec{x}_0 \cos \psi \sin \theta + \vec{y}_0 \sin \psi \sin \theta + \vec{z}_0 \cos \theta$ — орт направления излучения; \vec{x}_0 , \vec{y}_0 , \vec{z}_0 — орты осей базовой декартовой системы (см. рис. 7.10).

Как уже отмечалось, все ДН (т.е. для всех пяти режимов возбуждения) нормируются единообразно. Рекомендуется выполнять нормировку к максимальному значению той ненормированной ДН, у которой это значение является наибольшим:

$$f_k(\theta, \psi) = \frac{F_k(\theta, \psi)}{\max_{k=1,2,\dots,5} \{\max |F_k(\theta, \psi)|\}}. \quad (7.37)$$

Следует отметить, что нормировка выполняется исключительно для удобства и принципиального значения не имеет. Можно нормировать ДН к другому значению, можно вовсе не нормировать; важно только, чтобы нормировка выполнялась единообразно для всех ДН.

Значение поля в дальней зоне E_k , В/м (в направлении (θ_0, ψ_0) на расстоянии R_0), соответствующее k -му режиму возбуждения, определяется по формуле

$$E_k = \frac{30}{R_0} \left| \sum_{n=1}^{N+M} \frac{I_n \left[\exp \left\{ i\beta \left(\vec{r}_n - \vec{l}_0 l_n / 2 \right) \vec{v}_0 \right\} - 2 \cos(\beta l_n / 2) \exp \left\{ i\beta \vec{r}_n \vec{v}_0 \right\} + \exp \left\{ i\beta \left(\vec{r}_n + \vec{l}_0 l_n / 2 \right) \vec{v}_0 \right\} \right]}{\sin(\beta l_n / 2)} \right|, \quad (7.38)$$

где $\vec{v}_0 = \vec{x}_0 \cos \psi_0 \sin \theta_0 + \vec{y}_0 \sin \psi_0 \sin \theta_0 + \vec{z}_0 \cos \theta_0$ — орт направления (θ_0, ψ_0) .

Как уже указывалось, направление (θ_0, ψ_0) должно быть перпендикулярно осям проводников. Если это условие не выполняется, формула (7.38) становится непригодной, и расчет поля существенно усложняется.

После расчета значений E_k электродинамический анализ завершается, и далее выполняется расчет развязки. Еще раз подчеркнем, что вышележащее — упрощенный вариант методики расчета развязки, позволяющий анализировать только антенны с одним типом поляризации, так что анализируемая система содержит только параллельные проводники. С полной методикой, пригодной для анализа антенн любой поляризации, включая многовходовые, можно ознакомиться в [26, 27]. То же касается и методики электродинамического анализа. Для обеспечения высокой точности расчетов необходимо использовать мощные современные методы, основанные на решении интегральных уравнений. Для ознакомления с такими методами можно рекомендовать, в частности, [18, 19].

Пример. Требуется рассчитать развязку между двумя полуволновыми вибраторами вертикальной поляризации. Размеры (в метрах) и взаимное расположение вибраторов показано на рис. 7.10. Вибраторы идентичны и рассчитаны на работу в одном диапазоне при длине волны 1 м (частота 300 МГц). При этой длине волны и требуется рассчитать развязку. Волновое сопротивление фидеров 75 Ом. Заметим, что рассматриваемая ситуация весьма неблагоприятна с точки зрения обеспечения развязки, так как каждая из антенн согласована на частоте помехи.

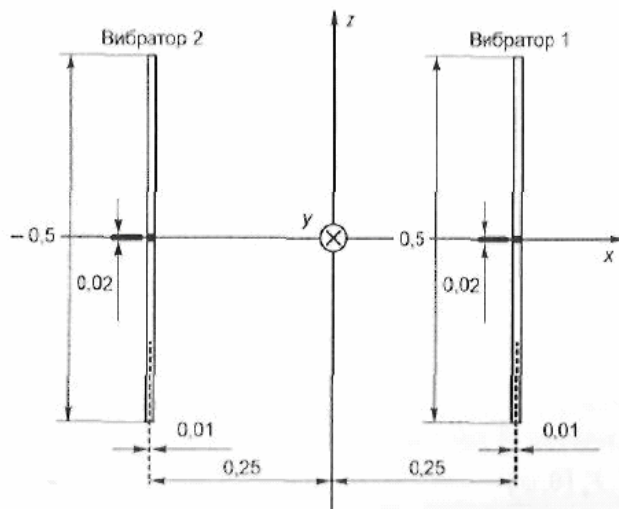


Рис. 7.10. Система двух вибраторов

Выполняя электродинамический анализ для пяти режимов возбуждения, находим токи в проводниках — в вибраторах и в их отдельных плечах («половинках»). Найденные значения токов представлены в табл. 7.3.

Таблица 7.3. Токи в проводниках, А

Проводники	Режимы возбуждения				
	1	2	3	4	5
Вибратор 1	1,0	1,0	–	0,016 – i0,0084	1,0
Верхнее плечо вибратора 1	–	–	0,0161 – i0,0084	–	–
Нижнее плечо вибратора 1	–	–	0,0161 – i0,0084	–	–
Вибратор 2	–	0,2864 + i0,3072	1,0	1,0	–1,0
Верхнее плечо вибратора 2	0,0161 – i0,0084	–	–	–	–
Нижнее плечо вибратора 2	0,0161 – i0,0084	–	–	–	–

При расчете ДН по формуле (7.36) было установлено, что наибольшее значение в максимуме ненормированной ДН (по амплитуде) обеспечивает режим возбуждения 5, причем это значение равно 1,219. К этому значению и были нормированы ДН для всех режимов. Амплитудные ДН приведены на рис. 7.11, где слева показаны ДН в вертикальной плоскости, справа — ДН в горизонтальной плоскости. ДН в вертикальной плоскости определены при следующих азимутах: для режимов 1, 3, 5 — при нулевом; для режима 2 — при 75°; для режима 4 — при 105° (т.е. всякий раз в максимуме соответствующей ДН в горизонтальной плоскости).

Для дальнейших расчетов выбраны направления (θ_0, ψ_0) и (θ', ψ') : $\theta_0 = \theta' = 90^\circ$, $\psi_0 = 0^\circ$, $\psi' = 90^\circ$. В обоих направлениях все ДН имеют ненулевые значения, оба направления перпендикулярны осям проводников (напомним, что для первого направления это обязательное условие).

Значения напряженности поля E_k для режимов 1, 3, 5 определим по формуле (7.38) в направлении (θ_0, ψ_0) на расстоянии $R_0 = 1000$ м (очевидно, что это расстояние соответствует дальней зоне). В результате расчетов получены следующие значения поля, В/м: $E_1 = E_3 = 0,0641$; $E_5 = 0,01243$.

Расчет мощностей излучения выполним по формуле (7.27) с определением значений ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях через 5°. В результате расчетов получены следующие значения, Вт: $P_1 = P_3 = 40,9$; $P_5 = 92,2$.

Активные составляющие импедансов эквивалентной схемы, рассчитанные по формулам (7.20), Ом: $r_1 = r_2 = 92,2$; $r = -10,4$.

Перейдем к расчету реактивных составляющих импедансов.

Определим значения ДН $f_1(\theta, \psi)$, $f_2(\theta, \psi)$, $f_3(\theta, \psi)$ в направлениях (θ_0, ψ_0) и (θ', ψ') :

$$f_1(\theta_0, \psi_0) = -0,0272 - i0,5193; f_2(\theta_0, \psi_0) = -f_1(\theta_0, \psi_0) = 0,0272 + i0,5193;$$

$$f_3(\theta', \psi') = -0,4997 + i0,0174; f_2(\theta', \psi') = f_3(\theta', \psi') = 0,4997 - i0,0174.$$

Подставляя эти значения в (7.21), (7.22), находим параметры a_1 и a_2 :

$$a_1 = 0,9927 + i0,1662; a_2 = -0,2346 - i0,355.$$

По значениям параметров a_1 и a_2 с помощью формул (7.23)–(7.25) находим реактивные составляющие импедансов эквивалентной схемы, Ом: $x = -33,1$; $x_1 = -144,9$; $x_2 = -84,2$, и, таким образом, имеем импедансы эквивалентной схемы, Ом:

$$z = -10,4 - i33,1; z_1 = 92,2 - i144,9; z_2 = 92,2 - i84,2.$$

По формулам (7.17) с учетом найденных импедансов эквивалентной схемы и заданных волновых сопротивлений фидеров определяем Z-параметры:

$$Z_{11} = 1,091 - i2,374; Z_{12} = -0,1386 - i0,4417;$$

$$Z_{21} = -0,1386 - i0,4417; Z_{22} = 1,091 - i1,565,$$

и окончательно по формуле (7.18) находим величину рабочего ослабления, характеризующего развязку: $a = 14,51$ дБ.

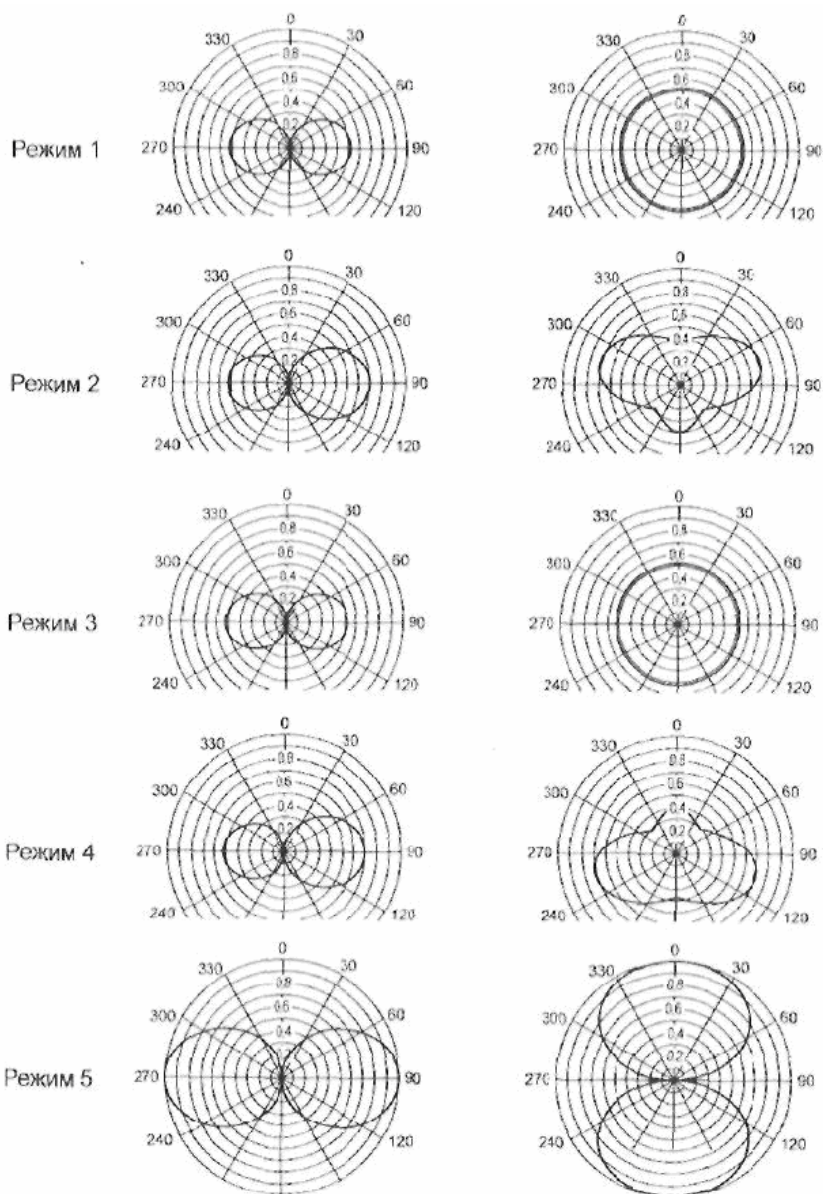


Рис. 7.11. Расчетные амплитудные ДН системы двух вибраторов при различных режимах возбуждения