

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра радиотехнических устройств

А.Е. Курочкин

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АКТИВНЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН

Учебно-методическое пособие по дисциплине
"Радиоприемные устройства"
для студентов специальности "Радиотехника"
В 2-х частях

Часть 1

ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВХОДНЫХ КАСКАДОВ
РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ С МАГНИТНОЙ АНТЕННОЙ

Минск 2002

УДК 621.396.621.2(075.8)

ББК 32.849 я73

К93

Курочкин А.Е.

К93 Теоретические основы активных магнитных антенн: Учебно-методическое пособие по дисциплине "Радиоприемные устройства" для студентов специальности "Радиотехника". В 2 ч. Ч. 1: Шумовые параметры входных каскадов радиоприемных устройств с магнитной антенной / А.Е. Курочкин. — Мн.: БГУИР, 2002. — 50 с.: ил.

ISBN 985-444-437-6 (ч. 1)

В учебно-методическом пособии рассматриваются вопросы синтеза входных усилительных каскадов радиоприемных устройств с магнитной антенной. Объединение пассивных элементов магнитной антенны и активных элементов усилительных звеньев в единое целое позволяет рассматривать синтезируемое устройство как активную магнитную антенну. В 1-й части производится анализ шумовых характеристик устройства в широкополосном и узкополосном вариантах, выясняются причины, сдерживающие дальнейший рост реальной чувствительности, даются рекомендации по реализации устройств с предельными значениями реальной чувствительности по полю и приводятся соответствующие методики расчета.

Пособие может быть рекомендовано для курсового и дипломного проектирования студентам специальности "Радиотехника" всех форм обучения.

УДК 621.396.621.2(075.8)

ББК 32.849 я73

ISBN 985-444-437-6 (ч.1)

ISBN 985-444-438-4

© А.Е. Курочкин, 2002

© БГУИР, 2002

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	4
1. ПАССИВНЫЕ МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ	5
1.1. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ	5
1.2. Действующая высота магнитной антенны	8
1.3. Способы увеличения действующей высоты антенны	10
2. АКТИВНЫЕ АНТЕННЫ	12
2.1. ИНТЕГРАЦИЯ ПАССИВНЫХ АНТЕНН И АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ	12
2.2. Классификация активных антенн	14
3. АКТИВНЫЕ МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ	19
3.1. ОБОБЩЕННАЯ ШУМОВАЯ СХЕМА АКТИВНОЙ МАГНИТНОЙ АНТЕННЫ	19
3.1.1. Нерезонансная активная магнитная антенна	20
3.1.2. Активная магнитная антенна с параллельным резонансом	24
3.1.3. Активная магнитная антенна с последовательным резонансом	26
3.1.4. Активная магнитная антенна с последовательно-параллельным резонансом	29
3.1.5. Сравнительный анализ характеристик различных вариантов активных магнитных антенн	30
3.2. Реализация предельных характеристик АМА	32
3.3. Расчет реальной чувствительности активной магнитной антенны	38
3.4. Многодиапазонные активные магнитные антенны	41
3.4.1. Режим равенства выходных напряжений при реальной чувствительности	43
3.4.2. Режим равенства выходных напряжений при равных значениях напряженности поля	44
3.5. Примеры расчетов активной магнитной антенны	45
3.5.1. Расчет широкополосной АМА	45
3.5.2. Расчет узкополосной АМА	48
ЛИТЕРАТУРА	50

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АА	— активная антенна
АГ	— антенна-генератор
АД	— антенна-детектор
АМ	— амплитудная модуляция
АМА	— активная магнитная антенна
АП	— антенна-преобразователь
АУ	— антенна-усилитель
АУМ	— антенна — усилитель мощности
АФ	— активный фильтр
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
АЭ	— активный элемент
ДВ	— длинные волны
ДМВ	— дециметровые волны
ДУ	— дифференциальный усилитель
КВ	— короткие волны
МА	— магнитная антенна
МВ	— метровые волны
МП	— магнитное поле
ООС	— отрицательная обратная связь
ОС	— обратная связь
ПА	— приемная антенна
СВ	— средние волны
СМВ	— сантиметровые волны
УЭ	— усилительный элемент
УРЧ	— усилитель радиочастоты
УКВ	— ультракороткие волны
ШАМА	— широкополосная активная магнитная антенна
ЭА	— электрическая антенна
ЭДС	— электродвижущая сила
ЭП	— электрическое поле

1. ПАССИВНЫЕ МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ

1.1. Основные теоретические сведения

Передача информации с помощью электромагнитных волн (полей), распространяющихся в пространстве, предполагает наличие в пункте приёма ПА, осуществляющей обратное преобразование энергии электромагнитных волн в энергию высокочастотных токов. Электромагнитное поле, как известно, представляет собой неразрывную совокупность электрического и магнитного полей. Это позволяет реализовать две возможности регистрации электромагнитного поля в зависимости от некоторых исходных условий: в виде ЭП или МП.

Существуют две разновидности источников или приёмников электромагнитного поля — ЭА и МА. Согласно второму уравнению электромагнитного поля Максвелла в интегральной форме [1]

$$\oint_{L_{OS}} \mathbf{E} d\mathbf{l} = - \int_{S_{OL}} \frac{\partial \mathbf{B}_H}{\partial t} d\mathbf{S}_{OL}, \quad (1.1)$$

где $\oint_{L_{OS}}$ — интеграл по замкнутому контуру L_{OS} ;

\mathbf{E} — вектор напряжённости ЭП;

$d\mathbf{l}$ — произведение единичного вектора длины, направленного по касательной к элементу длины, на элемент длины;

$\frac{\partial \mathbf{B}_H}{\partial t}$ — производная по времени вектора магнитной индукции МП;

$\int_{S_{OL}}$ — интеграл по поверхности S_{OL} , опирающейся на контур L_{OS} .

Уравнение (1.1) связывает ЭДС, наводимую в проводящем контуре, с изменением во времени МП. ЭДС, наводимая в ЭА, пропорциональна вектору \mathbf{E} и равна

$$e_E = E h_d, \quad (1.2)$$

где h_d — действующая высота ЭА.

ЭДС, наводимая в МА, пропорциональна скорости изменения МП во времени:

$$e_H = \omega n_A \mu_0 H S_p \mu_A, \quad (1.3)$$

где ω — круговая текущая частота;

n_A — число витков антенны;

μ_0 — магнитная проницаемость воздуха;

H — напряжённость МП;

S_p — площадь витка;

μ_A — относительная магнитная проницаемость МА.

Широким распространением МА обязана специфической структуре электромагнитного поля вблизи источника излучения в ближней или квазистационарной зоне.

Для ближней зоны поля элементарного электрического диполя справедливы соотношения [1]:

$$\dot{H} = (Ih / 4\pi r^2) \sin\theta, \quad (1.4)$$

$$\dot{E}_r = -j(Ih / 2\pi\omega \tilde{\epsilon}_A r^3) \cos\theta, \quad (1.5)$$

$$\dot{E}_\theta = -j(Ih / 4\pi\omega \tilde{\epsilon}_A r^3) \sin\theta, \quad (1.6)$$

где \dot{H} — вектор напряжённости МП;
 $\dot{E}_r, \dot{E}_\theta$ — составляющие вектора напряжённости ЭП;
 h — длина диполя;
 I — вектор тока;
 $\tilde{\epsilon}_A$ — абсолютная комплексная диэлектрическая проницаемость среды;
 θ — угол наблюдения;
 r — расстояние до излучателя (диполя).

Выражения (1.4)–(1.6) справедливы для $\lambda \gg r$, где λ — длина волны. Из выражений видно, что магнитная составляющая \dot{H} пропорциональна значению $1 / r^2$ в отличие от электрической составляющей \dot{E}_θ , которая пропорциональна значению $1 / r^3$ (при $\theta = 90^\circ$ составляющая \dot{E}_r отсутствует).

Это обстоятельство говорит о том, что вблизи источника помех электрическая составляющая поля значительно превышает магнитную, а поскольку МА реагирует только на магнитную составляющую, то этим и объясняется её повышенная помехоустойчивость. Вблизи источника мы имеем:

$$\frac{\dot{E}}{\dot{H}} = -j \frac{Z_C}{k_B r}, \quad (1.7)$$

где k_B — комплексное волновое число, $k_B = 2\pi / \lambda$;

Z_C — волновое сопротивление среды, для вакуума $Z_C = 120\pi$.

Для дальней зоны, где $r \gg \lambda$, эффективность ЭА и МА одинакова. На рис. 1.1 представлены примерные частотные зависимости напряженностей полей внешних помех из [2]. Графики соответствуют эффективной полосе пропускания 1 кГц. На рисунке обозначено: 1 — средний уровень атмосферных помех днем; 2 — ночью; 3 — при местной грозе; 4 — средний уровень промышленных помех в городе; 5 — в сельской местности; 6 — уровень космических помех. Неблагоприятное воздействие промышленных помех, например, в пределах крупного населенного пункта обусловлено значительным ростом напряженности ЭП в длинноволновой части частотного диапазона, что практически всегда

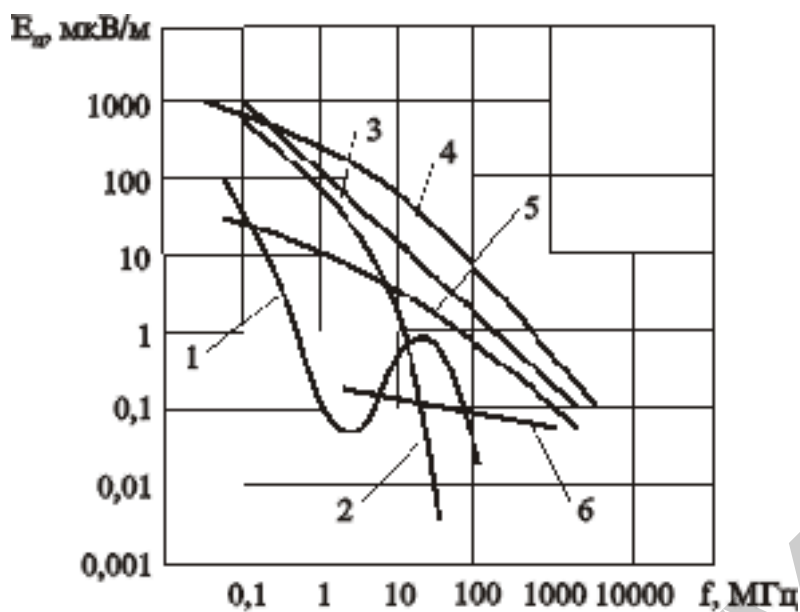


Рис. 1.1. Внешние помехи

соответствует работе радиоприемника в ближней зоне. Ситуация может быть значительно улучшена при использовании в качестве приемной магнитной антенны.

Как видно из выражения (1.7), ЭА значительно превосходит МА по величине ЭДС помехи в ближней зоне, так как $\dot{E} \gg \dot{H}$, причём с уменьшением ω (с увеличением λ) эта особенность проявляется в большей степени. Отсюда видно, что МА менее чувствительна к помехе в ближней зоне, чем ЭА, причём с уменьшением ω это проявляется в большей степени. Таким образом, МА потенциально более помехоустойчива по сравнению с ЭА, конечно, если справедливо предположение, что источник электромагнитного поля — ЭА.

Для реализации своего преимущества приёмная МА должна обладать минимальным, так называемым антенным эффектом [2], т.е. МА не должна иметь выраженных свойств ЭА. Для устранения антенного эффекта рекомендуются следующие мероприятия:

- применение МА минимально возможных размеров;
- симметричное выполнение МА;
- экранирование МА.

Применение первого способа ограничено заданной действующей высотой МА. Второй способ связан с применением ДУ. В этом случае ЭДС, наводимая за счёт антенного эффекта, выступает в роли синфазной помехи, степень подавления которой определяется параметрами ДУ. Третий способ основан на применении дополнительного экранирующего незамкнутого витка поверх витков МА.

1.2. Действующая высота магнитной антенны

Приравнивая ϵ_E и ϵ_H , параметры МА удобно выражать через параметры эквивалентной ЭА, учитывая однозначную связь между векторами поля E и H . Таким образом, действующая высота МА равна:

$$h_d = \epsilon_H / E \quad (1.8)$$

Как показано в [3], действующая высота МА определяется согласно выражению:

$$h_d = \frac{2\pi n_A S_p}{\lambda} \mu_A. \quad (1.9)$$

Заметим, что h_d обратно пропорциональна λ или прямо пропорциональна частоте колебания ω , так как $2\pi / \lambda = \omega / c$, где c — скорость распространения света в вакууме.

Относительная магнитная проницаемость магнитной антенны показывает, во сколько раз изменяется индуктивность обмотки антенны при наличии сердечника. Она определяется, исходя из начальной магнитной проницаемости материала сердечника μ , его геометрических размеров и размещения обмотки на сердечнике:

$$\mu_A = \mu_{A\max} \psi(X, Y), \quad (1.10)$$

где $\mu_{A\max}$ определяется из рис. 1.2;

$\psi(X, Y)$ — функция, учитывающая место расположения обмотки на сердечнике (рис. 1.3);

$$X = a / 0,5l_c; Y = l_k / l_c.$$

Выражение для действующей высоты можно записать в следующем виде:

$$h_d = h_{d\max} \varphi(X, Y), \quad (1.11)$$

где

$$h_{d\max} = 1,25 \cdot 10^{-2} f d_c \sqrt{l_c} \sqrt{\mu_{A\max} L \frac{d_c}{d_k} \left(1 + \sqrt{\frac{d_c}{d_k}}\right)}. \quad (1.12)$$

В формуле (1.12) учтена следующая размерность входящих в нее величин: $h_{d\max}$ — мм, f — МГц, d_c , l_c , d_k — см, L — мкГн. Функция $\varphi(X, Y)$ в (1.11) рассчитывается по формуле

$$\varphi(X, Y) = \sqrt{\frac{(1 - 0,765X^2 - 0,255Y^2)(Y + 0,45d_k / l_c)}{0,1 + Y(1,08 - 0,424Y)}}. \quad (1.13)$$

На рис. 1.4 нанесена огибающая семейства, удовлетворяющая равенству $Y = 1 - X$. Воспользовавшись ею, можно при заданной относительной ширине намотки катушки Y определить предельно возможное смещение катушки от центра сердечника и, соответственно, степень уменьшения действующей высоты антенны по сравнению со значением $h_{d\max}$.

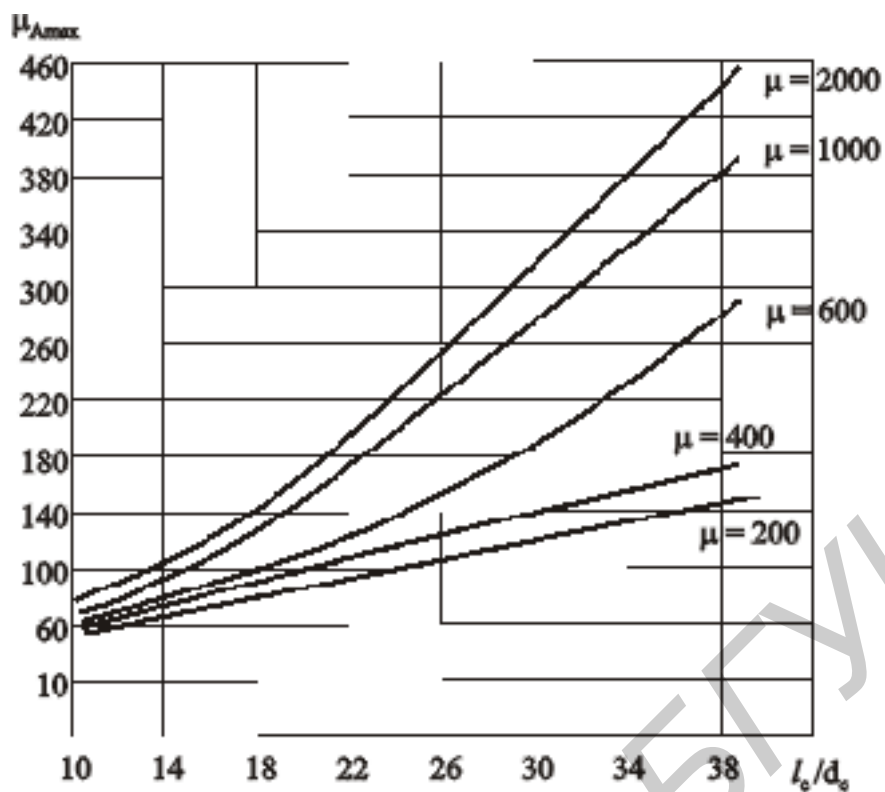


Рис. 1.2. Действующая магнитная проницаемость сердечника МА

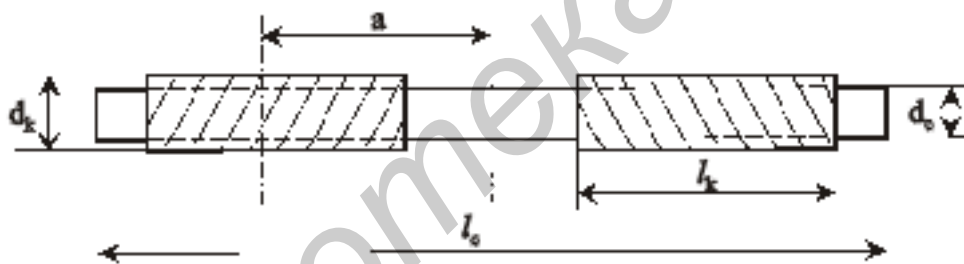


Рис. 1.3. Размещение катушки МА на сердечнике

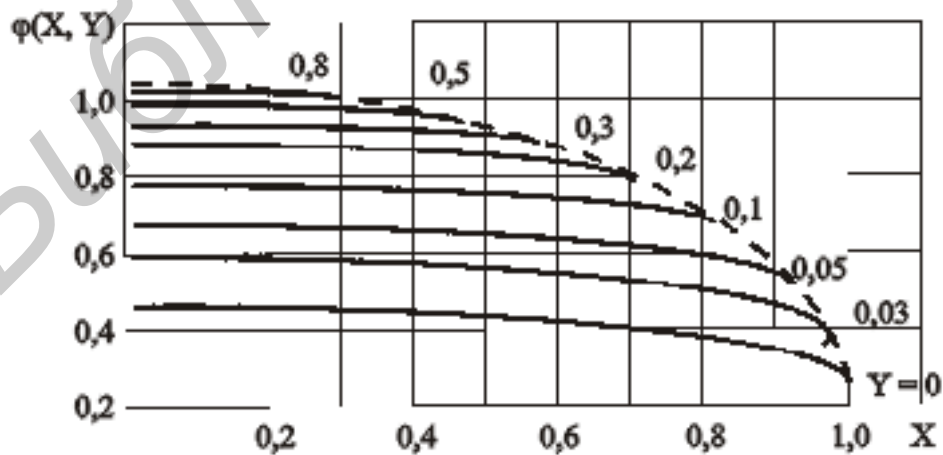


Рис. 1.4. График функции $g(X, Y)$

1.3. Способы увеличения действующей высоты антенны

Выше было показано, что максимальное значение действующей высоты при заданной индуктивности антенны пропорционально следующему выражению:

$$h_{\text{дmax}} \equiv d_c \sqrt{l_c \mu_{\text{Аmax}}} . \quad (1.14)$$

В диапазонах 0,15–1,6; 4–12; 6–18 и 12–27 МГц, где используются ферритовые материалы с начальной магнитной проницаемостью соответственно $\mu = 2000$ –600, 150, 100 и 50, зависимость $\mu_{\text{Аmax}}$ от l_c / d_c , определяемая выражением (1.10), может быть аппроксимирована линейной функцией [3]:

$$\mu_{\text{Аmax}} = \mu \frac{l_c / d_c}{\varphi(l_c / d_c)} , \quad (1.15)$$

где

$$\varphi(l_c / d_c) = \frac{l_c}{d_c} + \frac{0,765(\mu - 1)(\ln 2l_c / d_c - 1)}{l_c / d_c} . \quad (1.16)$$

Из представленного на рис. 1.5 графика видно, что для размеров сердечников $l_c / d_c \ll 10$ функция $\varphi(l_c / d_c)$ практически не изменяется. Это позволяет видоизменить выражение (1.14):

$$h_{\text{дmax}} \equiv l_c \sqrt{d_c} . \quad (1.17)$$

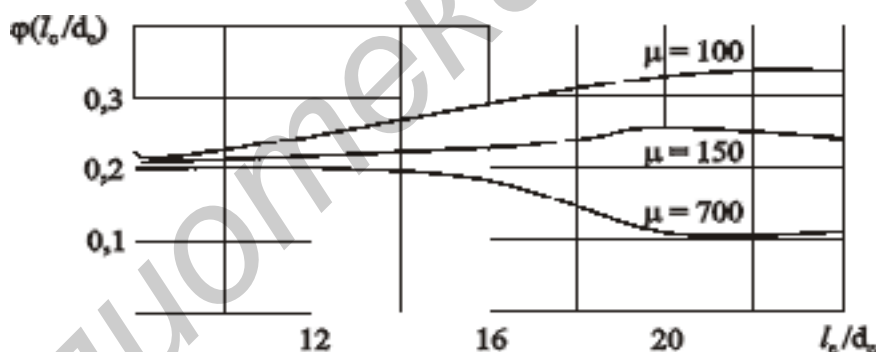


Рис. 1.5. График функции $\varphi(l_c / d_c)$

Таким образом, чем длиннее ферритовый сердечник, тем больше действующая высота антенны. Практически сердечник следует выбирать предельно большим, насколько позволяет конструкция приемника. Выражение (1.17) можно преобразовать, если ввести объем V_c :

$$h_{\text{дmax}}^4 = A^4 \frac{4l_c^3}{\pi} \frac{\pi d_c^2}{4} l_c = A^4 \frac{4l_c^3}{\pi} V_c .$$

Тогда

$$h_{\text{дmax}} \equiv \sqrt[4]{\frac{4l_c^3}{\pi} V_c} . \quad (1.18)$$

При заданной длине сердечника действующая высота антенны пропорциональна корню четвертой степени из объема (или массы) сердечника, для уве-

личения h_d вдвое (при заданной длине) объем или масса сердечника должна быть увеличена в 16 раз. Заметим, что полученный вывод верен при тех значениях l_c / d_c и μ , для которых справедлива линейная аппроксимация функции $\mu_{\text{Аmax}} = f(l_c / d_c)$.

Дальнейшее увеличение действующей высоты антенны при заданном объеме стержня может быть достигнуто за счет использования m стержней, каждый из которых снабжен отдельной, оптимально расположенной обмоткой. При этом все стержни должны быть расположены на таком расстоянии, при котором практически отсутствует магнитная связь между обмотками, последовательно соединенными друг с другом. В этом случае индуктивность каждой обмотки L_0 в m раз меньше номинальной индуктивности L . Учитывая, что индуктивность обмотки пропорциональна квадрату ее витков, число витков в каждой обмотке $n_0 = n / \sqrt{m}$, где n — число витков обмотки одностержневой антенны.

Так как все катушки пронизываются общим потоком, результирующая ЭДС, индуцируемая МП сигнала во все обмотки (в случае их последовательного соединения), определяется следующим образом:

$$\xi_{\text{рез}} = h_d E = \frac{mn}{\sqrt{m}} = n\sqrt{m}, \quad (1.19)$$

а это означает, что суммарная ЭДС, наводимая в многостержневой антенне, возрастает в \sqrt{m} раз, что равносильно повышению действующей высоты в \sqrt{m} раз. Так как общий объем m ферритовых стержней в m раз больше объема одного сердечника, результирующая действующая высота будет пропорциональна квадратному корню из объема сердечника:

$$h_d \equiv \sqrt{V_c}. \quad (1.20)$$

Сравнивая (1.18) с (1.20), видно, что при равной действующей высоте многостержневая антенна требует существенно меньших затрат магнитного материала, чем одностержневая антенна.

Из (1.14) видно, что повышение действующей высоты МА возможно за счет увеличения геометрических размеров сердечника. Однако здесь возможности ограничены стандартным набором типоразмеров ферритовых сердечников, представленным в табл. 1.1. Из табл. 1.1 и 1.2 видно, что наилучшие параметры МА в диапазоне волн ДВ, например, будут получены при использовании сердечника с $\mu = 2000$, $d_c = 10$ мм и $l_c = 250$ мм.

Таблица 1.1

Диаметр стержня d_c , мм	Длина стержня l_c , мм
8	80, 100, 125, 140, 160, 200
10	200, 250

Таблица 1.2

Диапазон частот, МГц	μ
< 0,5	2000–1000
0,5–2	1000–400
2–30	400–100
> 30	50–20

2. АКТИВНЫЕ АНТЕННЫ

2.1. Интеграция пассивных антенн и активных элементов

Активными антеннами в радиотехнике принято называть устройства, объединяющие собственно антенну и активные элементы усиления, преобразования или генерации сигналов. Объединенные функции таких устройств (прием или передача радиоволн и усиление, преобразование или генерация сигналов введенными в антенну АЭ) не реализуются обычным последовательным соединением ряда функционально законченных узлов, а обеспечиваются электрически единым устройством. Разделение АА на пассивную и активную части невозможно из-за интегрального характера устройства. Это отличает, например, АУ от антенны, соединенной с антенным (предварительным) усилителем, когда выход антенны и вход усилителя согласованы с волновым сопротивлением линии передачи и могут быть соединены линией передачи любой длины. АА выполняется в виде одного блока. В общем случае это нелинейное и невзаимное устройство.

Интеграция антенны и АЭ позволяет уменьшить размеры антенн, расширить полосу пропускания электрически коротких антенн, улучшить чувствительность приемных систем (КПД передающих систем), осуществить электронную перестройку антенн (например, управлять диаграммами направленности), осуществить эффективное симметрирование при соединении симметричной антенны с несимметричной линией передачи, улучшить электромагнитную совместимость радиосистем. Во многих случаях АА позволяют реализовать одновременно несколько указанных преимуществ, причем выигрыш, например в габаритах АА, может достигать нескольких десятков по сравнению с пассивными аналогами при сохранении или даже улучшении электрических характеристик (полосы пропускания, чувствительности и т. д.). Преимущества АА обусловили быстрое развитие этого нового направления антенной техники у нас в стране и за рубежом.

Прежде всего отметим, что интегрируемый с «собственно антенной» АЭ (многополюсник) может и не быть активным в строгом значении этого слова, т. е. потребляющим энергию от внешнего источника. Например, в АД диоды могут не требовать источника питания. Поэтому термин «активная антенна», широко распространенный в технической литературе, все же не следует считать наиболее общим. Наиболее общим следует признать термин «интегральная антенна». Очевидно, что если в интегральной антенне интегрируемый с «собственно антенной» многополюсник является активным, т. е. потребляющим энергию, то и устройство следует называть АА.

В интегральных (активных) антеннах под «собственно антенной» понимают ту часть устройства, которая непосредственно обеспечивает прием или (и) излучение радиоволн. При этом необходимо иметь в виду, что в общем случае собственно антенна может включать в себя части интегрируемого многополюс-

ника (например, выводы и корпус транзистора), а распределение токов (напряжений) в собственно антенне может определяться и свойствами интегрируемого многополюсника. Встречающееся в литературе условное выделение из АА пассивной части можно использовать для обозначения собственно антенны и части электронной схемы АА. В целом интегральная антенна представляет собой устройство, осуществляющее прием или (и) излучение радиоволн и содержащее интегрированный многополюсник.

В абсолютном большинстве известных в настоящее время устройств такого типа интегрированный многополюсник работает в активном режиме, поэтому, чтобы подчеркнуть их отличие от антенн, интегрированных с пассивными цепями (индуктивностями, пассивными симметрирующими устройствами и т. п.), в дальнейшем будем употреблять термин «активная антенна».

В последние годы этот термин начинает использоваться в различных официальных документах международных комиссий по электро- и радиотехнике. Например, в проекте Международной электротехнической комиссии (IEC) под общим заголовком «Антенны для приема звуковых и телевизионных радиопередач в частотном диапазоне 30 ... 1000 МГц» понятие «активная приемная антенна» определяется как частное из общего приводимого в этом документе определения приемной антенны. Включение понятия «активная антенна» в общее понятие «антенна» подчеркивает электрическое и функциональное единство АА, однако отметим, что при этом содержание понятия «антенна» существенно расширяется, объединяясь с понятиями техники приемных (передающих) устройств. Если учесть также, что методы анализа и расчета АА неотделимы от методов, развитых в технике пассивных антенн и применяемых активных приборов, то можно говорить об АА как о новом направлении радиотехники.

Анализ состояния исследований и разработки АА [4] показывает большое разнообразие их типов и в то же время произвольность в терминологии и отсутствие определенной классификации. Фактически к настоящему времени можно считать общепринятым лишь сам термин «активная антенна», хотя границы его использования трактуются по-разному. Классификация АА рассмотрена в п. 2.2. Предварительно же остановимся более подробно на сущности интеграции собственно антенны и АЭ.

Основной задачей интеграции антенн и АЭ является обеспечение оптимальных связей между ними для достижения той или иной цели. С этой точки зрения, АА представляется, на первый взгляд, давно известным соединением антенны с первым каскадом радиосредства. К устройствам такого типа можно отнести даже устройство для приема электромагнитных волн А.С. Попова.

Об интеграции антенн и АЭ говорилось еще в 30-х годах, однако уровень развития радиотехники не позволял тогда ее реализовать. В дальнейшем был выбран путь раздельного проектирования антенн и усилительных каскадов приемных и передающих устройств. В последние десятилетия исследователи вновь вернулись к идеям интеграции на более высоком уровне, что было обусловлено

развитием техники антенн и УЭ. Первые же эксперименты показали, что целенаправленное совместное проектирование «собственно антенны» и объединенного с ней АЭ снимает многие ограничения на размеры антенн, полосу пропускания и другие характеристики, т. е. такие ограничения, которые появлялись и принимались как неизбежные при разнесении антенн и АЭ и отдельном проектировании.

Методы анализа и современной теории пассивных антенн и каскадов приемопередатчиков можно использовать и для АА, однако многие результаты анализа, а также основные понятия и термины качественно различны. Например, если в технике пассивных антенн существует такое классическое понятие, как «антенна резонансных размеров», то в технике АА это понятие несет в себе другой смысл. Термины «резонансный» и «нерезонансный» в технике АА применяются для обозначения других понятий по сравнению с техникой пассивных антенн. Так, под резонансной АУ понимают такую, в которой осуществляется согласование (по мощности, по коэффициенту шума) между «собственно антенной» и УЭ, а под нерезонансной — АУ, в которой осуществляется постоянное в широкой полосе частот деление напряжения на входе УЭ.

2.2. Классификация активных антенн

Рассматриваемая здесь классификация базируется на анализе большого числа опубликованных в нашей стране и за рубежом работ по АА, в том числе работ, частично или полностью посвященных вопросам терминологии и классификации [4].

Варианты структур АА представлены на рис. 2.1. АЭ АА может быть интегрирован в устройстве по схеме двух-, трех- или четырехполюсника. Включение по схеме двухполюсника имеет место при использовании, например, диодов или конверторов отрицательного сопротивления, преобразующих реактивное сопротивление X_a , подключенное к свободной паре (рис. 2.1,а) полюсов, в отрицательное сопротивление на паре полюсов, подключенных к собственно антенне. Наиболее распространена структура, показанная на рис. 2.1,б. На ее основе реализованы существенное уменьшение размеров АУ, повышение чувствительности приемных систем и т.д.

Классификацию АА проводят по функциональному назначению, структурным признакам и целевому назначению интеграции (малогабаритные, широкополосные, с управляемой диаграммой направленности и т. д.). Возможна классификация по типам собственно антенны (вибраторные, щелевые и т. п.), по типам применяемых АЭ (транзисторные, диодные и т. п.), по частотным диапазонам и, наконец, по назначению объектов, в которых устройства применяются (автомобильные, телевизионные и т. п.). Наибольший интерес представляет классификация АА по функциональному назначению и по структурным признакам.

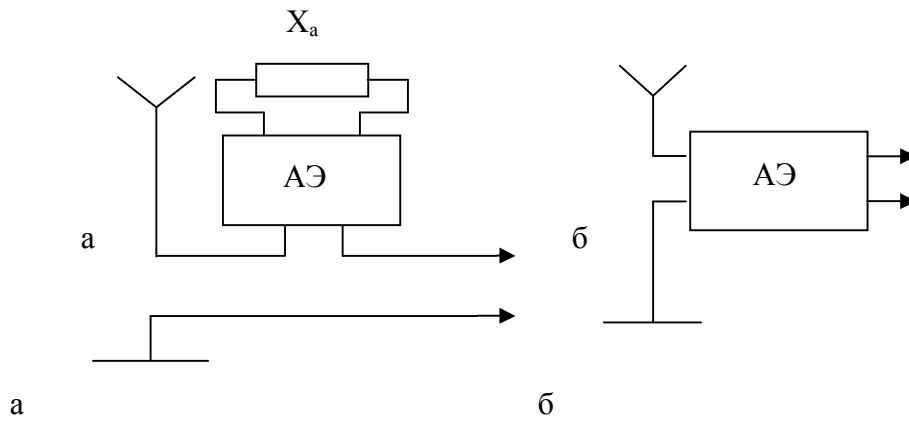


Рис. 2.1. Структуры активной антенны

По функциональному назначению АА подразделяют на три типа (рис. 2.2): приемные, передающие и приемно-передающие. Активные приемно-передающие антенны можно создавать как на основе АА двух первых типов, так и путем более сложной взаимосвязанной интеграции.

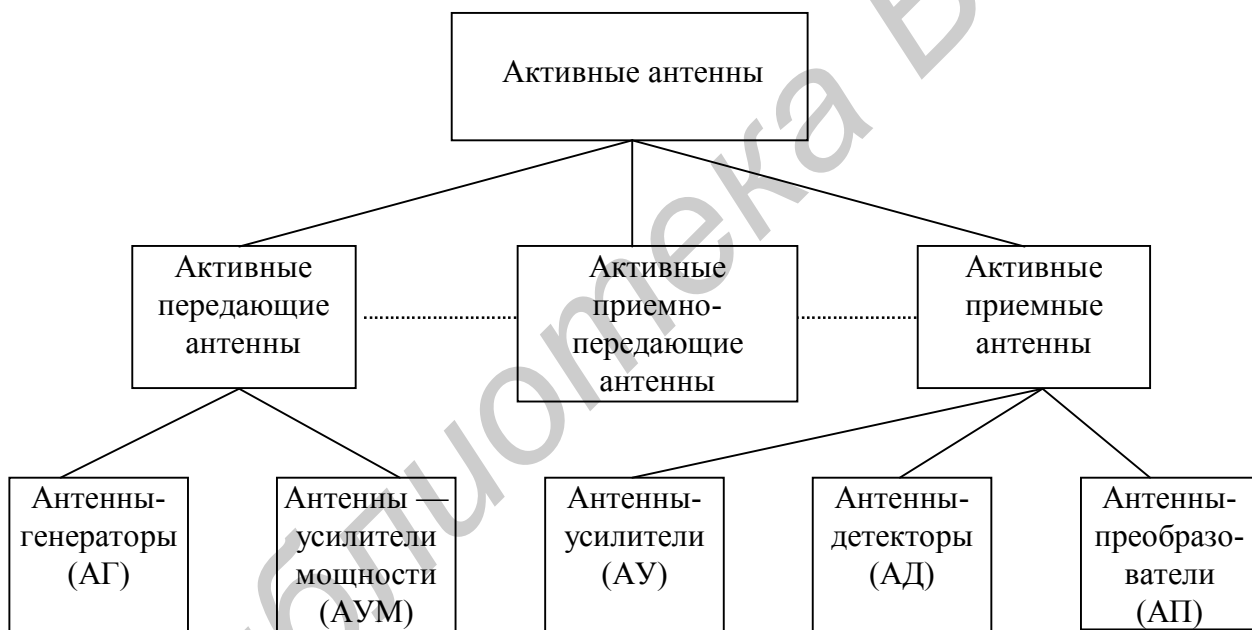


Рис. 2.2. Классификация активных антенн

Активные передающие антенны делят на АГ и АУМ. В АГ осуществляются генерация и излучение, в АУМ — усиление мощности сигнала, поступающего в устройство от автономного генератора (передатчика), и излучение. Активная часть в передающих АА может включать каскады умножения частоты сигнала.

Активные приемные антенны делят на АУ, АД и АП. Помимо приема радиоволн такие антенны осуществляют соответственно усиление, детектирова-

ние сигнала, преобразование частоты сигнала. АП могут содержать как смеситель и гетеродин, так и только смеситель, когда гетеродин является автономным.

Классификация АА по структурным признакам иллюстрируется рис. 2.1 и в общем виде была рассмотрена выше. Ее целесообразно дополнить с точки зрения степени интеграции АЭ в АА. Можно выделить АА с вынесенным и внесенным (встроенным) АЭ. АА с внесенным АЭ можно представить структурой, в которой токи (напряжения) такой антенны определяются и свойствами АЭ. В АА с вынесенным АЭ сам АЭ (его свойства) либо вообще не участвует в формировании токов (напряжений) собственно антенны, либо участвует таким образом, что это не относится непосредственно к специфике АА (например, влияние экранирующего корпуса, в котором размещена схема АЭ).

К АА с вынесенным АЭ нельзя отнести широко известную комбинацию антенны с предварительным (антенным) усилителем, так как в этом случае не воплощается принцип интеграции, присущий АА. Действительно, в такой комбинации антенна и предварительный усилитель независимо друг от друга согласуются с волновым сопротивлением линии передачи (фидера), соединяющей их, и предварительный усилитель может быть включен поэтому на любом расстоянии от антенны (необязательно непосредственно за антенной) и их разнесение в принципе не нарушает работоспособность комбинации антенна—предварительный усилитель. Однако в случае выполнения подобного устройства конструктивно единым блоком неизбежно использование при определении его параметров методов техники АА.

Классификация АУ представлена на рис. 2.3. Они являются наиболее распространенным в настоящее время типом АА. Большинство исследователей и разработчиков АА занимается именно техникой АУ. Это объясняется тем, что для антенн и усилительных приборов особенно эффективно осуществляются преимущества интеграции.

В диапазонах ДВ, СВ, КВ и частично УКВ целью интеграции являются, как правило, уменьшение размеров антенн и обеспечение широкой (несколько октав) полосы пропускания. Эта цель достигается интеграцией собственно антенны с высокоомным по входу УЭ (например полевым транзистором) таким образом, чтобы создать широкополосный делитель напряжения, который образуется из емкости собственно антенны и малой емкости входа УЭ. При такой интеграции УЭ в АУ работает не в оптимальном режиме (по усилению, по шумовым характеристикам). С повышением частоты нерезонансные АУ малоэффективны по сравнению с резонансными из-за неоптимального согласования, когда шумы внешнего пространства невелики, а также из-за трудностей осуществления в более высоких диапазонах частот широкополосного деления. В резонансных АУ осуществляется оптимальное согласование УЭ с собственно ан-

тенной для обеспечения максимального отношения сигнал/шум в приемной системе.

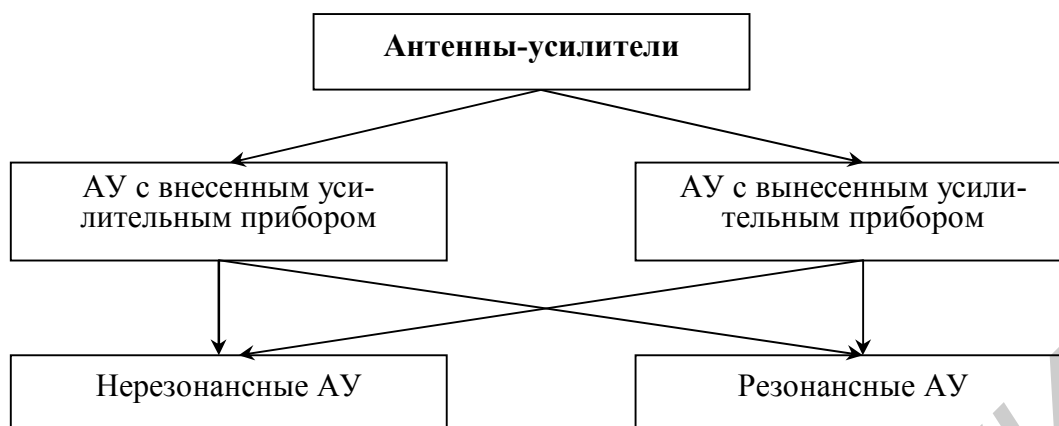


Рис. 2.3. Классификация АУ

В диапазонах СМВ, ДМВ и частично МВ, для которых разрабатывают обычно резонансные АУ, как правило, нет необходимости существенно уменьшать размеры собственно антенны, а целью интеграции является улучшение чувствительности приемных систем.

Полоса пропускания АУ может быть значительно шире, чем полоса пропускания их пассивных аналогов.

Как уже указывалось в начале этой главы, следует отличать смысловое значение терминов «резонансный» и «нерезонансный» для АУ от того значения, которое придается им в технике антенн (антенны резонансных и нерезонансных размеров). В технике АУ эти термины связаны с теорией цепей, а не с теорией антенн. Отметим, что одну и ту же АУ можно выполнить так, что в одном диапазоне частот она является резонансной, в другом — нерезонансной.

АУ можно классифицировать по многим другим признакам, сформулированным ранее для АА, в том числе по типу примененной усилительной схемы или собственно антенны (например, симметричные и несимметричные АУ и т. п.). Эта классификация достаточно очевидна, так как практически совпадает с известной классификацией пассивных антенн.

Что касается вопросов проектирования МА и усиления сигналов, поступающих с МА, то они неразрывно связаны между собой рядом параметров. Во-первых, это реальная чувствительность, которая определяется действующей высотой антенны и шумами усилителя. Во-вторых, это АЧХ, которая формируется и МА, и усилителем. В-третьих, это динамический диапазон, поскольку нелинейные искажения усилителя зависят от уровня сигнала на входе, т.е. от действующей высоты пассивной антенны и т.д.

Поэтому устройство, представляющее собой сочетание пассивной МА и усилителя сигналов МА, рассматривается далее как единое целое и называется активной магнитной антенной.

Библиотека БГУИР

3. АКТИВНЫЕ МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ

3.1. Обобщенная шумовая схема активной магнитной антенны

В практике теории цепей для оценки и анализа шумовых характеристик УЭ широкое распространение получило понятие коэффициента шума. Однако в случае устройств с чисто реактивным источником сигнала, как известно, коэффициент шума не имеет смысла. В связи с этим для анализа шумов в АМА следует пользоваться отношением сигнал/шум, которое не зависит от характера внутреннего сопротивления источника сигнала.

Обобщенная шумовая схема АМА показана на рис. 3.1,а, где C_1 и C_2 — корректирующие конденсаторы; Z_Γ — внутреннее сопротивление МА; e_H — ЭДС, наводимая в МА; $e_{ш}$ и $i_{ш}$ — шумовые и в общем случае коррелированные источники напряжения и тока УРЧ. Для частот $\omega \ll \omega_\alpha$, где ω_α — граничная частота транзистора, шумовую схему АМА и анализ ее шумовых характеристик можно значительно упростить, если считать источники тока и напряжения на рис. 3.1,а некоррелированными.

Приведем обобщенную шумовую схему АМА к виду, представленному на рис. 3.1,б [5]. Здесь

$$e'_H = \frac{e_H \frac{1}{pC_2}}{Z_\Gamma + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2}}, \quad Z'_\Gamma = \frac{1}{pC_2} \left(Z_\Gamma + \frac{1}{pC_1} \right) / \left(Z_\Gamma + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} \right).$$

На основании последних выражений можно записать для модулей e'_H и Z'_Γ :

$$|e'_H| = \frac{e_H}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_2^2} \frac{1}{Q_2^2} + \left(\frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_2^2} + 1 \right)^2}}, \quad (3.1)$$

$$|Z'_\Gamma| = |Z_\Gamma| \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_1^2 - 1}{\omega^2} \right)^2 + \frac{\omega_1^2}{\omega^2} \frac{1}{Q_1^2}}}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_2^2} \frac{1}{Q_2^2} + \left(\frac{\omega_1^2 - \omega^2}{\omega_2^2} + 1 \right)^2}}, \quad (3.2)$$

где $\omega_1^2 = 1 / (L_A C_1)$;
 $\omega_2^2 = 1 / (L_A C_2)$;
 $Q_1 = \omega_1 L_A / R$;
 $Q_2 = \omega_2 L_A / R$;
 $Z_\Gamma = R + j\omega L_A$;

L_A и R — индуктивная и активная составляющие внутреннего сопротивления МА.

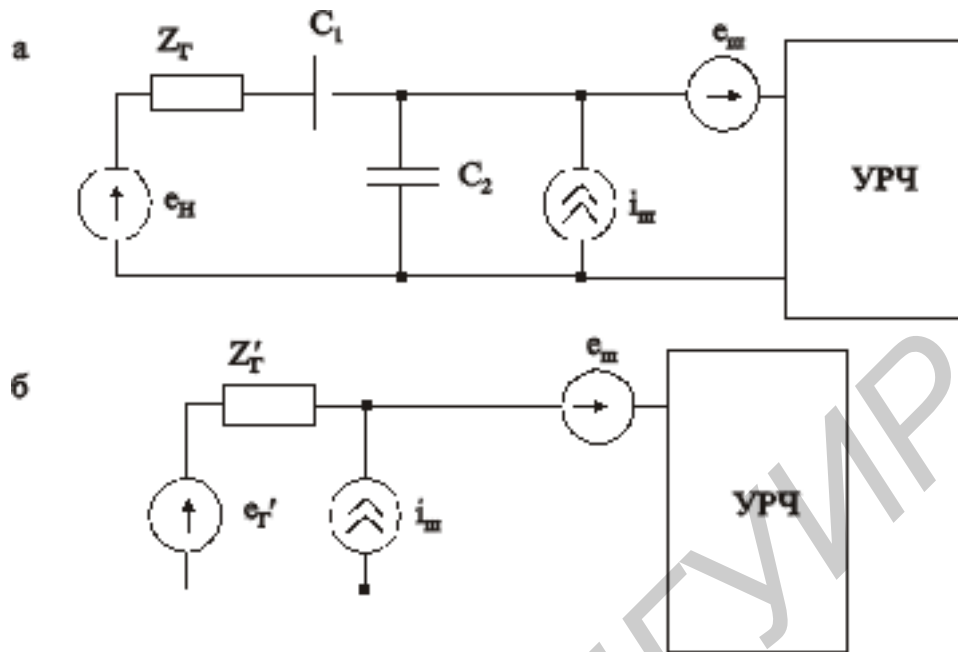


Рис. 3.1. Эквивалентная шумовая схема исходной (а) и преобразованной (б) АМА

Напряжение шумов, приведенное к источнику сигнала, равно

$$u_{\text{ш}} = \sqrt{e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 |Z'_{\Gamma}|^2}, \quad (3.3)$$

а отношение напряжения сигнала к напряжению шумов (отношение сигнал/шум):

$$B = \frac{e'_{\text{H}}}{\sqrt{e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 |Z'_{\Gamma}|^2}}. \quad (3.4)$$

Максимизация отношения сигнал/шум (3.4) обеспечивается соответствующим выбором параметров АМА.

Возможны следующие варианты построения АМА: нерезонансный, с последовательным резонансом, с параллельным резонансом и с комбинацией последовательного и параллельного резонансов [5].

3.1.1. Нерезонансная активная магнитная антенна

Для рассматриваемого случая в (3.1) и (3.2) полагаем $C_1 = \infty$, $C_2 = 0$. Тогда из выражений (3.1) и (3.2) при ω_1 и $\omega_2 = \infty$ получаем $e'_{\text{H}} = e_{\text{H}}$, $Z'_{\Gamma} = Z_{\Gamma}$. Число витков и величина индуктивности катушки связаны простым соотношением: $n_{\text{A}} = q\sqrt{L_{\text{A}}}$, где q — коэффициент пропорциональности.

Рассчитывается параметр q в соответствии с выражением [9]:

$$q = \frac{1}{\sqrt{L' d_k \mu_A p_L q_L m_L}},$$

где L' — коэффициент, зависящий от удлинения сердечника (рис. 3.2);

$$q_L = (d_c / d_k)^2;$$

p_L — коэффициент, учитывающий смещение центра катушки относительно середины стержня (рис. 3.3);

m_L — коэффициент, зависящий от отношения длины намотки к длине стержня (рис. 3.4).

Вводя обозначение $A = q S_p \mu_A / C$, выражение для e_H можно преобразовать к виду

$$e_H = A \sqrt{\omega |Z_\Gamma|} E. \quad (3.5)$$

Тогда для отношения сигнал/шум нерезонансной АМА получаем

$$B_1 = AE \sqrt{\frac{\omega |Z_\Gamma|}{e_{ш}^2 + i_{ш}^2 |Z_\Gamma|^2}}. \quad (3.6)$$

Для упрощения анализа, так как $R \ll \omega L_A$, считаем, что активная составляющая внутреннего сопротивления источника сигнала $R = 0$. Тогда из выражения (3.6) следует, что B_1 монотонно возрастает с увеличением ω и асимптотически приближается к постоянному значению:

$$B_1 = AE / \sqrt{i_{ш}^2 L_A}. \quad (3.7)$$

Зависимость $B_1(Z_\Gamma)$ является экстремальной, причем максимум B_1 имеет место при $|Z_\Gamma|_{\text{опт}} = R_{\Gamma\text{опт}} = e_{ш} / i_{ш}$, в чем нетрудно убедиться, дифференцируя B_1 по Z_Γ . Таким образом, на некоторой частоте ω_c , где $\omega_c L_A = R_{\Gamma\text{опт}}$, выполняется условие согласования по шумам и только на этой частоте B_1 достигает своего максимального значения. На остальных частотах условие согласования не выполняется и B_1 меньше предельно возможного значения.

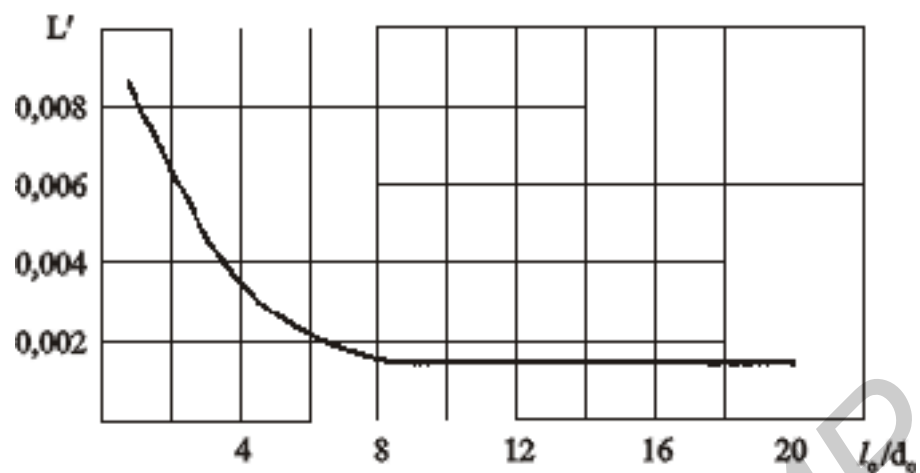


Рис. 3.2. Зависимость коэффициента пропорциональности L' от отношения l_0/d_0

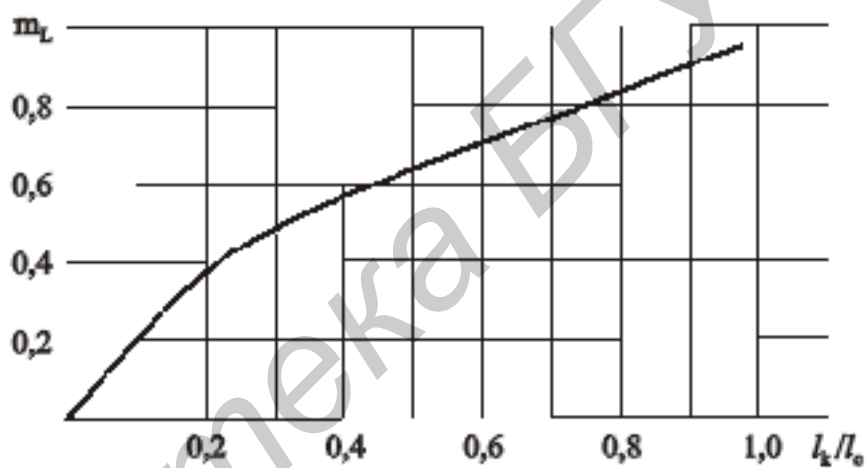


Рис. 3.3. График коэффициента пропорциональности m_L

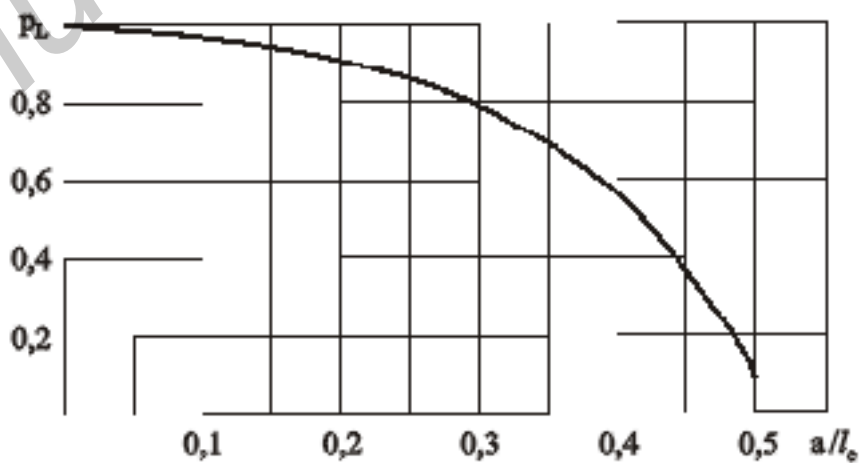


Рис. 3.4. График коэффициента пропорциональности p_L

Варьируя величиной L_A , можно изменять частоту ω_c с целью улучшения характеристик АМА.

Введем коэффициент $b = \omega_H / \omega_c$, характеризующий степень рассогласования относительно нижней границы частотного диапазона ω_H , где в данном случае $V_1 = V_{1\min}$, и нормированную текущую частоту $\Omega = \omega / \omega_H$. Тогда выражение для $|Z_\Gamma|$ можно представить в виде

$$|Z_\Gamma| = R_{\Gamma\text{опт}} b\Omega, \quad (3.8)$$

а выражение для V_1 в виде

$$V_1 = gE \sqrt{\frac{b\Omega^2}{1+b^2\Omega^2}}, \quad (3.9)$$

где $g = A \sqrt{\omega_H R_{\Gamma\text{опт}}} / e_{\text{ш}}$.

Для сравнения различных вариантов АМА целесообразно рассматривать нормированное значение $\hat{V}_1 = V_1 / (gE)$:

$$\hat{V}_1 = \sqrt{b\Omega^2 / (1+b^2\Omega^2)} \quad (3.10)$$

причем $\hat{V}_{1\min}$ на частоте $\Omega = 1$

$$\hat{V}_{1\min} = \sqrt{b / (1+b^2)}. \quad (3.11)$$

Условием максимума $\hat{V}_{1\min}$ является выбор значения b , при котором $\frac{\partial \hat{V}_{1\min}}{\partial b} = 0$. Из анализа указанной производной следует, что для достижения максимального значения $\hat{V}_{1\min}$ необходимо выбирать $b = 1$. В дальнейшем максимально возможное значение нормированного отношения сигнал/шум в наилучшей точке частотного диапазона (как правило, на минимальной частоте ω_H) будем обозначать через D : $\max(\hat{V}_{1\min}) = D$. Таким образом, для нерезонансной АМА (рис. 3.5)

$$D_1 = 1 / \sqrt{2}, \quad (3.12)$$

причем D_1 не зависит от отношения верхней частоты рабочего диапазона частот к нижней $\omega_B / \omega_H = K_g$.

С помощью нормированного параметра D , как показано ниже, удобно производить сравнение различных параметров АМА. В данном случае (3.12) соответствует максимальному нормированному отношению сигнал/шум в наилучшей точке частотного диапазона для нерезонансного варианта АМА.

3.1.2. Активная магнитная антенна с параллельным резонансом

Для рассматриваемого случая в (3.1) и (3.2) полагаем $C_1 = \infty$, $C_2 \neq 0$. Из выражений (3.1) и (3.2) при $\omega_1 = 0$ получим

$$e'_H = \frac{e_H}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_2^2} \frac{1}{Q_2^2} + \frac{(\omega_2^2 - \omega^2)^2}{\omega_2^4}}}, \quad (3.13)$$

$$|Z'_\Gamma| = \frac{\sqrt{\omega^2 L_A^2 + R^2}}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_2^2} \frac{1}{Q_2^2} + \frac{(\omega_2^2 - \omega^2)^2}{\omega_2^4}}}. \quad (3.14)$$

Обозначая $a = \omega_H / \omega_2$, получим при $R \ll \omega L_A$

$$e'_H = \frac{e_H}{\sqrt{(1 - a^2 \Omega^2) + \frac{a^2 \Omega^2}{Q_2^2}}},$$

$$|Z'_\Gamma| = \frac{R_{\Gamma \text{ опт}} b \Omega}{\sqrt{(1 - a^2 \Omega^2) + \frac{a^2 \Omega^2}{Q_2^2}}}.$$

Подставляя e'_H и $|Z'_\Gamma|$ в выражение (3.4) и преобразуя его, как это сделано для нерезонансной АМА, получим для нормированного отношения сигнал/шум АМА с параллельным резонансом следующее выражение:

$$\widehat{B}_2 = \sqrt{\frac{b \Omega^2}{(1 - a^2 \Omega^2)^2 + b^2 \Omega^2 + \frac{a^2 \Omega^2}{Q_2^2}}}. \quad (3.15)$$

АМА с параллельным резонансом работает следующим образом. На частоте $\omega_2 = \omega_H = \omega_c$ выполняются следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} e'_H &= e_H Q_2, \\ |z'_\Gamma| &= z_\Gamma Q_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

Тогда для B_2 в соответствии с (3.4) получим

$$B_2 = \frac{e_H Q_2}{\sqrt{e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 (\omega_2 L_A Q_2)^2}} \quad (3.17)$$

а так как $i_{\text{ш}}^2 (\omega_2 L_A Q_2)^2 \gg e_{\text{ш}}^2$ при $Q_2 \gg 1$, то

$$B_2 \approx e_H / (i_{\text{ш}} \omega_2 L_A). \quad (3.18)$$

Из выражений (3.17) и (3.18) видно, что вариант АМА с параллельным резонансом позволяет устранить влияние шумового источника напряжения.

Коэффициент a выбирается из условия получения равных значений \hat{B}_2 по краям диапазона: $\hat{B}_2(\Omega = 1) = \hat{B}_2(\Omega = K_g)$, при этом для $Q_2 \gg 1$

$$\sqrt{\frac{b}{(1-a^2)^2 + b^2}} = \sqrt{\frac{bK_g^2}{(1-a^2K_g^2)^2 + b^2K_g^2}}$$

или после упрощения

$$(1-a^2)^2K_g^2 + K_g^2b^2 = (1-a^2K_g^2)^2 + b^2K_g^2,$$

что приводит к следующему выражению для a :

$$a = 1/\sqrt{K_g}. \quad (3.19)$$

Коэффициент b выбирается из условия получения максимально возможного отношения сигнал/шум по краям диапазона. Дифференцируя выражение (3.15) по b , получим

$$\frac{\partial \hat{B}_2}{\partial b} = \frac{1}{2} \frac{\Omega^2 ((1-a^2\Omega^2)^2 + b^2\Omega^2) - b\Omega^2 2b\Omega^2}{((1-a^2\Omega^2)^2 + b^2\Omega^2)^2} \left(\frac{b\Omega^2}{1-a^2\Omega^2 + b^2\Omega^2} \right)^{-\frac{1}{2}} = 0.$$

Числитель этого выражения равен нулю при $(1-a^2\Omega^2)^2 = b^2\Omega^2$. Тогда, учитывая, что $a = 1/\sqrt{K_g}$, получим

$$b = (K_g - 1) / K_g. \quad (3.20)$$

Заметим, что так как $b < 1$, то частота ω_c в этом случае лежит выше начальной частоты диапазона. Это означает, что величина индуктивности МА должна быть меньше, чем в случае нерезонансной АМА, где $b = 1$.

Окончательно для АМА с параллельным резонансом с учетом (3.19) и (3.20) при $Q_2 \gg 1$ получим

$$D_2 = \sqrt{\frac{K_g}{2(K_g - 1)}}. \quad (3.21)$$

Максимальное значение $\hat{B}_{2\max}$ в пределах рабочей полосы частот имеет место на частоте Ω_m , для которой $\partial \hat{B}_2 / \partial \Omega = 0$. Как показывает анализ, значение Ω_m совпадает со значением нормированной частоты параллельного резонанса $\Omega_2 = \omega_2 / \omega_n$. Таким образом (рис. 3.6),

$$\Omega_m = \sqrt{K_g} = \Omega_2. \quad (3.22)$$

При этом

$$\hat{B}_{2\max} = \sqrt{2}D_2. \quad (3.23)$$

При небольших значениях K_g , например при $K_g = 1$, что означает $\Omega_H = \Omega_B = 1$, необходимо учитывать значение Q_2 . При этом $a = 1$, а значение b определяется из условия равенства нулю производной:

$$\partial \hat{B}_2 / \partial b = \partial \left[\sqrt{\frac{b\Omega^2}{b^2\Omega^2 + a^2\Omega^2/Q_2^2}} \right] / \partial b = 0. \quad (3.24)$$

Из (3.24) при $\Omega = 1$ окончательно получаем

$$a = 1; \quad (3.25)$$

$$b = 1 / Q_2; \quad (3.26)$$

$$D_2(K_g = 1) = \sqrt{Q_2 / 2}. \quad (3.27)$$

АМА с $K_g = 1$ соответствует использованию в АМА перестраиваемого колебательного контура, что, как следует из приведенного анализа, является частным случаем рассматриваемой обобщенной схемы АМА с произвольным значением K_g .

Рассмотрим вариант АМА с параллельным резонансом и согласующим трансформатором между магнитной антенной и усилителем, приведенный на рис. 3.7.

Для рис. 3.1,б, где приведена эквивалентная шумовая схема устройства, можно записать

$$e'_H = \frac{e_H n}{1 - (\omega^2 / \omega_2^2)}, \quad (3.28)$$

$$Z'_\Gamma = \frac{Z_\Gamma n^2}{1 - (\omega^2 / \omega_2^2)}, \quad (3.29)$$

где n — коэффициент трансформации.

Подставляя выражения (3.28) и (3.29) вместо e'_H и Z'_Γ в выражение (3.4), после преобразований получим

$$B'_2 = gE \sqrt{\frac{b'\Omega^2}{(1 - a'^2 \Omega^2)^2 / n^2 + b'^2 n^2 \Omega^2}}. \quad (3.30)$$

Параметр a' , выбранный из условия равенства отношения сигнал/шум по краям диапазона,

$$a' = 1 / \sqrt{K_g}, \quad (3.31)$$

что совпадает с бестрансформаторным вариантом устройства.

Параметр b' из условия максимизации отношения сигнал/шум по краям диапазона

$$b' = (K_g - 1) / (K_g n^2). \quad (3.32)$$

Выражение (3.32) позволяет найти величину L_A при заданном коэффициенте трансформации n :

$$L_A = \frac{R_{\text{Гопт}}}{\omega_H} b',$$

так $b = \omega_H / \omega_c = \omega_H L_A / \omega_c L_A = \omega_H L_A / R_{\text{Гопт}}$.

Если величина L_A задана, то, учитывая, что $b' = bn^2$,

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{Гопт}}}{\omega_H L_A} b}, \quad (3.33)$$

где b рассчитывается исходя из заданной величины K_g для бестрансформаторного варианта.

Подставляя (3.31) и (3.32) в выражение (3.30), убеждаемся в равенстве $D'_2 = D_2$. Таким образом, введение трансформатора не изменяет предельного значения нормированного параметра D .

3.1.3. Активная магнитная антенна с последовательным резонансом

Для рассматриваемого случая в (3.1) и (3.2) полагаем $C_1 \neq \infty$, $C_2 = 0$. Тогда из выражений (3.1) и (3.2) при $\omega_2 = \infty$ получим

$$e'_H = e_H, \quad (3.34)$$

$$|Z'_H| = R \sqrt{1 + Q_1^2 (\omega / \omega_1 - \omega_1 / \omega)^2}. \quad (3.35)$$

Выражение для \hat{B}_3 имеет вид

$$\hat{B}_3 = \sqrt{\frac{b\Omega^2}{1 + \frac{b^2}{d^2 Q_1^2} + \frac{b^2 (d^2 \Omega^2 - 1)^2}{d^4 \Omega^2}}}, \quad (3.36)$$

где $d = \omega_H / \omega_1$.

Принцип работы АМА с последовательным резонансом заключается в следующем. На частоте $\omega_1 = \omega_H = \omega_c$ из (3.34) и (3.35) получаем

$$\left. \begin{aligned} e'_H &= e_H, \\ Z'_H &= R. \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

Тогда из (3.4) следует, что

$$B_3 = \frac{e_H}{\sqrt{e_{ш}^2 + i_{ш}^2 R^2}}, \quad (3.38)$$

а так как $i_{ш}^2 R^2 \ll e_{ш}^2$, то

$$B_3 = \frac{e_H}{e_{ш}}. \quad (3.39)$$

То есть такой метод согласования позволяет устранить влияние шумового источника тока.

Равенство B_3 по краям диапазона, т.е. условие $B_3(\Omega = 1) = B_3(\Omega = K_g)$, выполняется для $Q_1 \gg 1$, если

$$b = \frac{d^2}{\sqrt{2d^2 + a}}, \quad (3.40)$$

где $a = -(1 + K_g^2)/K_g^2$.

Дифференцируя выражение (3.36) по d с учетом (3.40), находим условие получения максимального значения $\hat{B}_{3\min}$ в наилучшей точке. После преобразований получим для $\Omega = 1$

$$d^6 - d^4 a - 3d^2(1 - a) - a^2 + a = 0. \quad (3.41)$$

График зависимости $d(K_g)$ для АМА с последовательным резонансом приведен на рис. 3.8.

Как показывает анализ, для этого варианта $b > 1$, что означает повышенное по сравнению с нерезонансным вариантом значение индуктивности L_A МА.

Окончательно для D_3 получим

$$D_3 = d \sqrt{\frac{\sqrt{2d^2 + a}}{d^4 + a + 1}}, \quad (3.42)$$

где d должно удовлетворять условию (3.41).

Максимальное значение \hat{B}_{3m} в пределах рабочего диапазона частот, определяемое из условия

$$\frac{\partial \hat{B}_3}{\partial \Omega} = 0, \quad (3.43)$$

имеет место на частоте

$$\Omega_m = \frac{\omega_m}{\omega_H} = \sqrt{\frac{2b^2}{2b^2 d^2 - d^4}}. \quad (3.44)$$

Максимальное значение \hat{B}_3 при этом можно определить из (3.36) после подстановки $\Omega = \Omega_m$ из (3.44) (рис. 3.9). При $K_g = 1$ (узкополосный вариант АМА), что соответствует $d = 1$, получим для $\Omega = 1$

$$b = Q_1; \quad D_3(K_g = 1) = \sqrt{\frac{Q_1}{2}}. \quad (3.45)$$

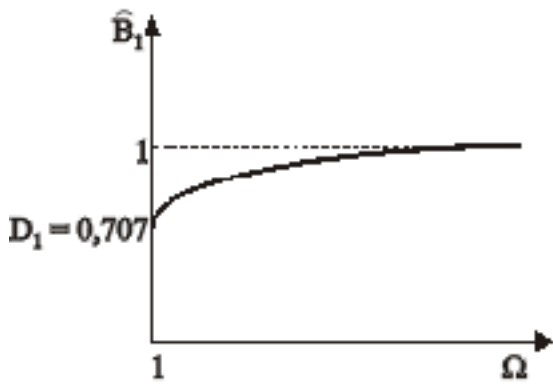


Рис. 3.5. Частотная зависимость нормированного отношения сигнал/шум для нерезонансной АМА

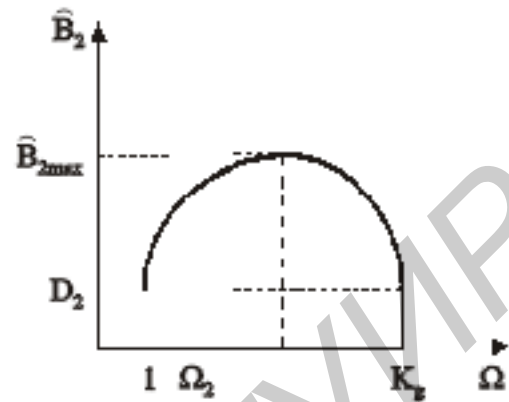


Рис. 3.6. Частотная зависимость нормированного отношения сигнал/шум для АМА с параллельным резонансом

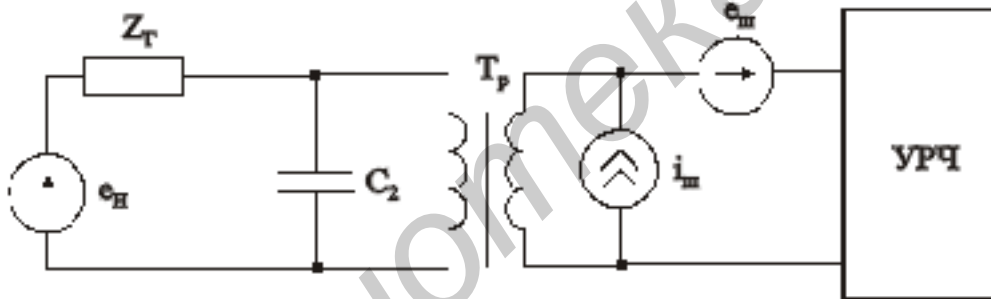


Рис. 3.7. Шумовая схема АМА с трансформатором

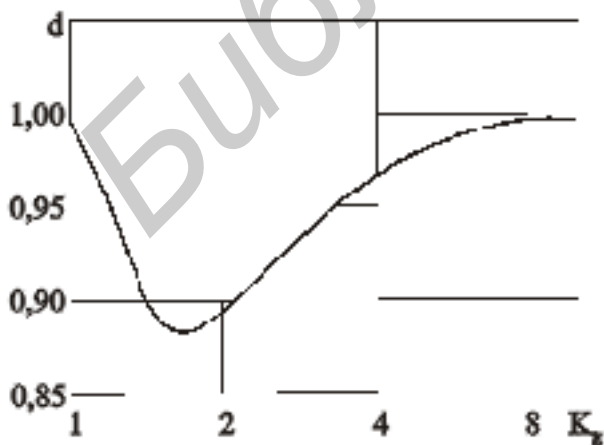


Рис. 3.8. График зависимости $d(K_g)$

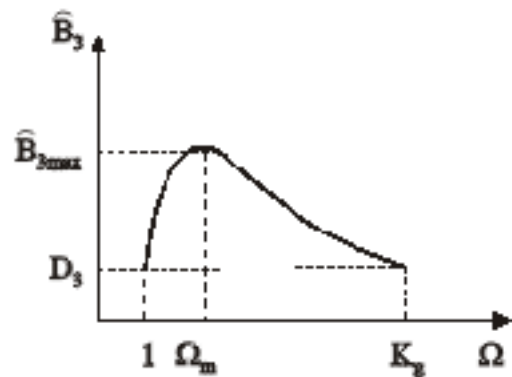


Рис. 3.9. Частотная зависимость нормированного отношения сигнал/шум для АМА с последовательным резонансом

3.1.4. Активная магнитная антенна с последовательно-параллельным резонансом

Для рассматриваемого случая в (3.1) и (3.2) $C_1 = \infty$, $C_2 \neq 0$.
Выражение для V_4 при $Q_1 \gg 1$ и $Q_2 \gg 1$ имеет вид

$$\hat{V}_4 = \sqrt{\frac{b\Omega^2}{[1 - a^2(\Omega^2 - 1/d^2)]^2 + b^2(\Omega^2 - 1/d^2)^2/\Omega^2}}. \quad (3.46)$$

Принцип действия АМА с последовательно-параллельным резонансом основан на одновременном воздействии и на источник шумового напряжения, и на источник шумового тока. Значение параметра b для равного отношения сигнал/шум по краям диапазона определяется согласно выражению

$$b = \sqrt{\frac{a^4 d^4 K^2 - 2a^2 d^2 - a^4 - d^4}{a - 2d^2}}. \quad (3.47)$$

Нахождение выражений для a и b в общем виде затруднено, поэтому рекомендуется численный расчет отношения сигнал/шум с целью поиска оптимальных значений коэффициентов. Установлено, что оптимальное значение коэффициента $d \approx 1$. Это позволяет упростить выражение

$$\hat{V}_4 = \sqrt{\frac{b\Omega^2}{[1 - a^2(\Omega^2 - 1)]^2 + b^2(\Omega^2 - 1)^2/\Omega^2}}. \quad (3.48)$$

Коэффициенты a и b , выбранные из условия получения одинакового и максимального отношения сигнал/шум на границах частотного диапазона, равны

$$a = 1 / \sqrt{K_g^2 - 1}, \quad (3.49)$$

$$b = K_g^2 / (K_g^2 - 1), \quad (3.50)$$

при этом

$$D_4 = K_g / \sqrt{K_g^2 - 1}. \quad (3.51)$$

Выражение (3.51) позволяет рассчитать значения нормированного параметра D для АМА с последовательно-параллельным резонансом.

3.1.5. Сравнительный анализ характеристик различных вариантов активных магнитных антенн

Зависимости $D_i(K_g)$, где $i = 1, 2, 3, 4$, рассчитанные согласно выражениям (3.12), (3.21), (3.42), (3.51), показаны на рис. 3.10. Максимальное значение от-

ношения сигнал/шум обеспечивают при $K_g \gg 1$ АМА с последовательно-параллельным резонансом и незначительно ей уступающая АМА с последовательным резонансом. Наибольшая разница в отношении сигнал/шум, как показывают расчеты, при сравнении вариантов АМА с последовательно-параллельным и последовательным резонансами составляет 5,5%. Сопоставим характеристики резонансных устройств с характеристиками нерезонансной АМА, для чего рассмотрим отношения:

$$\Gamma_1(K_g) = \frac{\widehat{B}_2(\Omega = 1)}{\widehat{B}_1(\Omega = 1)}, \quad (3.52)$$

$$\Gamma_2(K_g) = \frac{\widehat{B}_3(\Omega = 1)}{\widehat{B}_1(\Omega = 1)}, \quad (3.53)$$

$$\Gamma_3(K_g) = \frac{\widehat{B}_2(\Omega = K_g)}{\widehat{B}_1(\Omega = K_g)}, \quad (3.54)$$

$$\Gamma_4(K_g) = \frac{\widehat{B}_3(\Omega = K_g)}{\widehat{B}_1(\Omega = K_g)}, \quad (3.55)$$

$$\Gamma_5(K_g) = \frac{\widehat{B}_3(\Omega = 1)}{\widehat{B}_2(\Omega = 1)}, \quad (3.56)$$

$$\Gamma_6(K_g) = \frac{\widehat{B}_3(\Omega = \Omega_m)}{\widehat{B}_2(\Omega = \Omega_m)}. \quad (3.57)$$

Графики зависимостей (3.52)–(3.57) представлены на рис. 3.11, при этом $\Gamma_1(K_g)$ и $\Gamma_2(K_g)$ характеризуют отношения B_2 и B_3 к B_1 на нижних частотах диапазонов, а $\Gamma_3(K_g)$ и $\Gamma_4(K_g)$ — эти отношения на верхних частотах диапазонов, $\Gamma_5(K_g)$ и $\Gamma_6(K_g)$ характеризуют отношения B_3 к B_2 на начальных частотах диапазонов и на частотах максимумов.

Анализ представленных на рис. 3.11 зависимостей позволяет заключить следующее:

при небольших значениях отношений верхней частоты диапазона к нижней эффективность всех резонансных АМА с точки зрения отношения сигнал/шум одинакова;

АМА с параллельным резонансом при $K_g > (1 + \sqrt{2})$ на верхней частоте диапазона обеспечивает худшее отношение сигнал/шум, чем нерезонансная АМА, поэтому при $K_g > (1 + \sqrt{2})$ этот вариант нецелесообразен;

АМА с последовательным резонансом при $1 < K_g < 3$, незначительно уступая варианту с параллельным резонансом по отношению сигнал/шум на частоте максимума, превосходит его на границах диапазона;

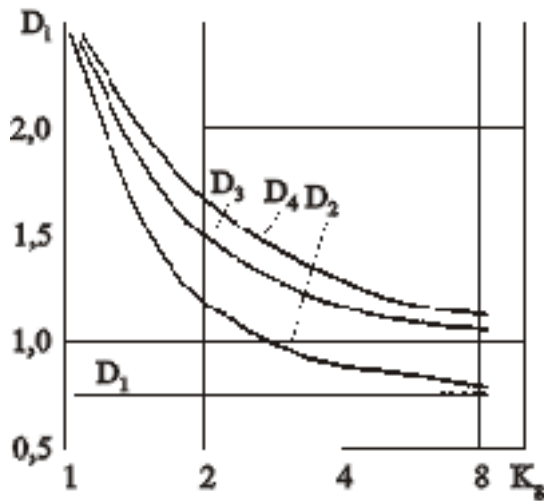


Рис. 3.10. Нормированные характеристики АМА

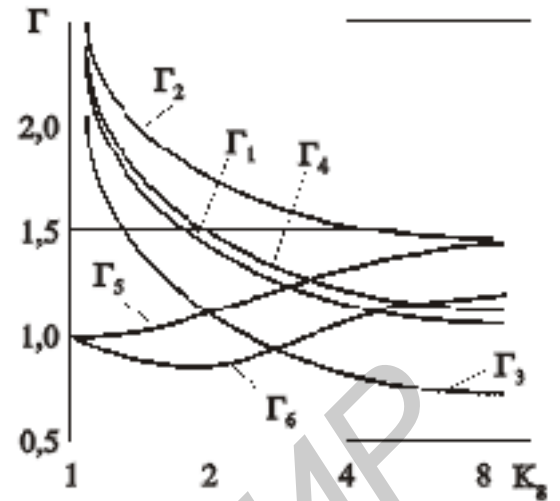


Рис. 3.11. Сравнение вариантов АМА

при $K_g > 3$ наиболее эффективны варианты с последовательным резонансом и комбинацией последовательного и параллельного резонансов.

3.2. Реализация предельных характеристик АМА

Анализ выражения (3.9) показывает, что повышение отношения сигнал/шум возможно за счет изменения значения нижней частоты диапазона ω_H путем введения дополнительных частотных поддиапазонов. Это приводит к улучшению условий согласования по шумам для более высокочастотной части заданного рабочего диапазона частот.

Изменение начальной частоты диапазона означает, что должна быть и новая частота согласования ω'_c , на которой выполняется равенство $\omega'_c L_A = R_{\text{Гопт}}$. В связи с этим можно указать на два способа введения дополнительных частотных диапазонов.

Первый способ: уменьшение значения L_A при неизменном значении $R_{\text{Гопт}}$, что соответствует условию $\omega'_c L'_A = R_{\text{Гопт}}$. Изменение L_A возможно, например, путём коммутации числа витков МА.

Второй способ: увеличение значения $R_{\text{Гопт}}$ при неизменном значении L_A , что соответствует условию $\omega'_c L'_A = R'_{\text{Гопт}}$. Изменение $R_{\text{Гопт}}$ реализуется введением в АМА дополнительного пассивного согласующего трансформатора с коэффициентом трансформации, рассчитываемым по (3.33), а также, как будет показано ниже, с помощью активной трансформации.

Применение согласующего трансформатора, как показано в п. 3.1.2, позволяет улучшить параметры АМА с заданным значением индуктивности L_A . Однако этот способ не отвечает современным требованиям интегрализации и миниатюризации устройства. Наиболее выгодной с этой точки зрения является трансформация с помощью АЭ.

Рассмотрим параллельное соединение АЭ, представленное на рис. 3.12,а. Квадрат шумового напряжения на выходе равен

$$u_{\text{ш}}^2 = e_{\text{ш}1}^2 K_1^2 + e_{\text{ш}2}^2 K_2^2 + (i_{\text{ш}1} R_{\Gamma} K_1 + i_{\text{ш}1} R_{\Gamma} K_2)^2 + (i_{\text{ш}2} R_{\Gamma} K_1 + i_{\text{ш}2} R_{\Gamma} K_2)^2.$$

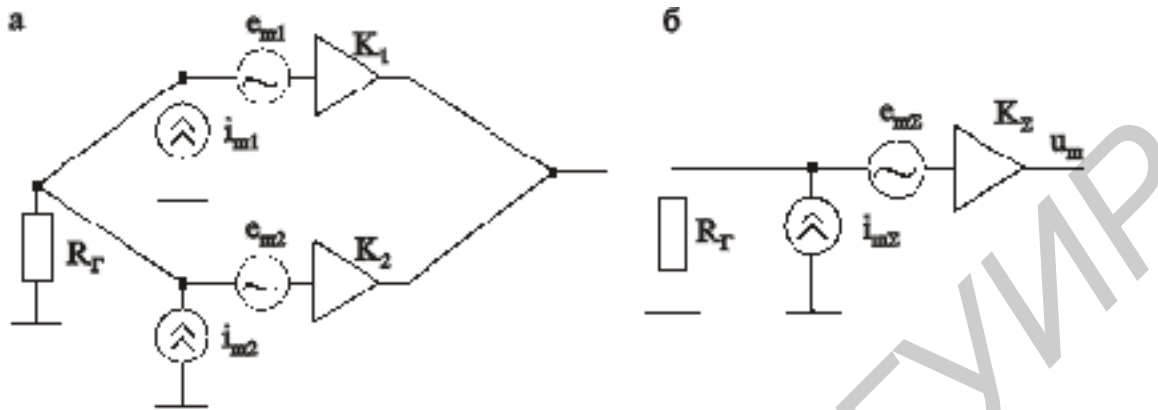


Рис. 3.12. Эквивалентная шумовая схема АМА с параллельным включением АЭ

При одинаковых K_1 и K_2 и идентичных АЭ ($e_{\text{ш}1} = e_{\text{ш}2} = e_{\text{ш}}$; $i_{\text{ш}1} = i_{\text{ш}2} = i_{\text{ш}}$)

$$u_{\text{ш}}^2 = 2e_{\text{ш}}^2 K^2 + 8i_{\text{ш}}^2 R_{\Gamma}^2 K^2. \quad (3.58)$$

Для схемы рис. 3.12,б:

$$u_{\text{ш}}^2 = e_{\text{ш}\Sigma}^2 K_{\Sigma}^2 + 8i_{\text{ш}\Sigma}^2 R_{\Gamma}^2 K_{\Sigma}^2. \quad (3.59)$$

На основании (3.58) и (3.59) составим систему уравнений:

$$\begin{cases} e_{\text{ш}\Sigma}^2 = 2e_{\text{ш}}^2 K^2 / K_{\Sigma}^2, \\ i_{\text{ш}\Sigma}^2 = 8i_{\text{ш}}^2 K^2 / K_{\Sigma}^2. \end{cases} \quad (3.60)$$

Оптимальное значение сопротивления источника при согласовании по шумам равно

$$R_{\Gamma\text{опт}} = \sqrt{\frac{e_{\text{ш}\Sigma}^2}{i_{\text{ш}\Sigma}^2}} = \sqrt{\frac{2e_{\text{ш}}^2 K^2 K_{\Sigma}^2}{8i_{\text{ш}}^2 K^2 K_{\Sigma}^2}} = \frac{e_{\text{ш}}}{2i_{\text{ш}}} = \frac{R_{\Gamma\text{опт}}}{2},$$

где $R_{\Gamma\text{опт}}$ — оптимальное сопротивление источника сигнала для каждого из исходных усилителей.

Использование параллельного включения n' усилительных элементов на входе устройства позволяет изменять значение $R_{\Gamma\text{опт}}$ согласно выражению

$$R_{\Gamma\text{опт}} = R_{\Gamma\text{опт}} / n'. \quad (3.61)$$

В этом случае устройство работает как повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации

$$n = n' = \sqrt{\frac{R_{\Gamma_{\text{опт}}}}{\omega_H L_A b}}. \quad (3.62)$$

Полученное при этом значение округляется до ближайшего целого числа. Однако такой способ применим только при $n > 1$. При $n < 1$ ситуацию может улучшить последовательное включение усилительных элементов, что реализуется в дифференциальном усилителе, шумовая схема которого представлена на рис. 3.13. Квадрат шумового напряжения на выходе равен

$$u_{\text{ш}}^2 = e_{\text{ш1}}^2 K_1^2 + e_{\text{ш2}}^2 K_2^2 + i_{\text{ш1}}^2 \left(\frac{R_{\Gamma}}{2}\right)^2 K_1^2 + i_{\text{ш2}}^2 \left(\frac{R_{\Gamma}}{2}\right)^2 K_2^2.$$

При идентичности параметров усилителей и АЭ, как и в предыдущем случае, можно записать

$$u_{\text{ш}}^2 = 2e_{\text{ш}}^2 K^2 + \frac{1}{2} i_{\text{ш}}^2 R_{\Gamma}^2 K^2. \quad (3.63)$$

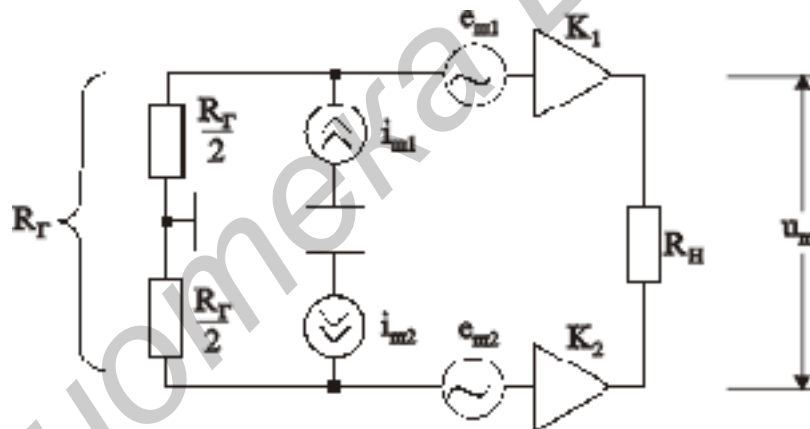


Рис. 3.13. Эквивалентная шумовая схема АМА с последовательным включением АЭ

Сравнивая (3.63) с выражением (3.59), получим

$$\begin{cases} e_{\text{ш}\Sigma}^2 = 2e_{\text{ш}}^2 K^2 / K_{\Sigma}^2, \\ i_{\text{ш}\Sigma}^2 = \frac{i_{\text{ш}}^2 K^2}{2K_{\Sigma}^2}. \end{cases} \quad (3.64)$$

Тогда оптимальное сопротивление $R_{\Gamma_{\text{опт}\Sigma}}$ равно:

$$R_{\Gamma_{\text{опт}\Sigma}} = \sqrt{\frac{e_{\text{ш}\Sigma}^2}{i_{\text{ш}\Sigma}^2}} = \sqrt{\frac{2e_{\text{ш}}^2 K^2}{i_{\text{ш}}^2 K^2} \frac{2K_{\Sigma}^2}{K^2}} = 2 \frac{e_{\text{ш}}}{i_{\text{ш}}} = R_{\Gamma_{\text{опт}}}.$$

В общем случае $R_{\Gamma_{\text{опт}\Sigma}} = n'R_{\Gamma_{\text{опт}}}$, откуда

$$n = n' = \sqrt{\frac{\omega_H L_A b}{R_{\Gamma_{\text{опт}}}}}, \quad (3.65)$$

где n округляется до ближайшего целого числа.

Таким образом, ДУ в схеме АМА выступает в роли понижающего трансформатора. Как уже отмечалось ранее, в АМА это позволяет существенно ослабить явление искажения диаграммы направленности МА-антенного эффекта. Как видно из проведенного анализа, при применении ДУ в этом случае следует учитывать изменение оптимального значения внутреннего сопротивления источника сигнала.

На рис. 3.14 изображены АМА, позволяющие получать равномерную АЧХ с помощью местной последовательной ООС (рис. 3.14,а) и с помощью общей параллельной ООС (рис. 3.14,б).

Коэффициент передачи устройства с последовательной ООС не зависит от сопротивления источника сигнала Z_{Γ} и определяется согласно выражению

$$H_0 = R_H / Z_{\text{OC}},$$

где $Z_{\text{OC}} = Z_{\text{OC}}(\omega)$.

Для устройства с общей параллельной ООС

$$H_0 = R_{\text{OC}} / Z_{\Gamma}. \quad (3.66)$$

Частотная зависимость коэффициента передачи в АМА используется для получения постоянного выходного напряжения, так как действующая высота МА — величина частотно-зависимая [7–8]. В этом и заключается один из элементов интеграции пассивной МА и усилителя в единое устройство — АМА.

Рассмотрим схему АМА, выполненную согласно рис. 3.15, где применена резистивная параллельная ООС в сочетании с пассивным трансформатором.

Проанализируем влияние шумов резистора R_{OC} на величину отношения сигнал/шум, приведенного к входу усилителя, которое можно записать в следующем виде:

$$\hat{B} = AE \sqrt{\frac{\omega |Z_{\Gamma}|}{e_{\text{шOC}}^2 + i_{\text{ш}}^2 |Z_{\Gamma}|^2 + e_{\text{ш}}^2}}, \quad (3.67)$$

где $e_{\text{шOC}}$ — шумы резистора R_{OC} ;

$Z_{\Gamma} = R_{\Gamma_{\text{опт}}} = \omega_c L_2$ при согласовании на частоте ω_c .

Для ЭДС, наводимой в обмотке L_1 , справедливо выражение

$$e_H = AE \sqrt{\omega / |Z_{\Gamma(n)}|}, \quad (3.68)$$

где $Z_{\Gamma(n)} = \frac{Z_{\Gamma}}{n^2}$ — сопротивление обмотки трансформатора L_1 ;

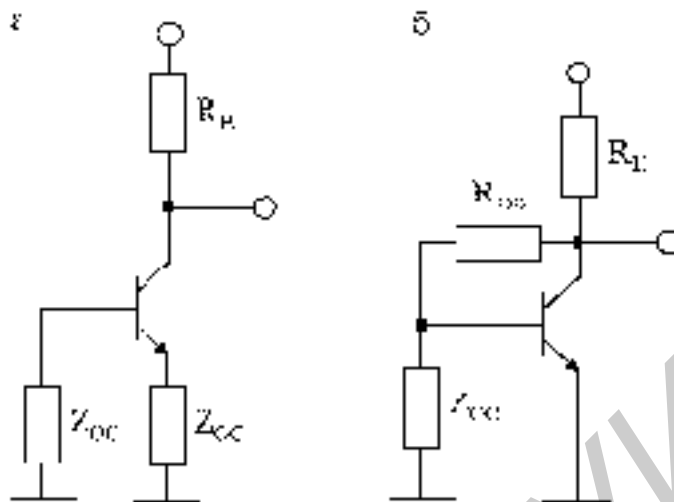


Рис. 3.14. Варианты выполнения АФА с последовательной (а) и с параллельной (б) СОО

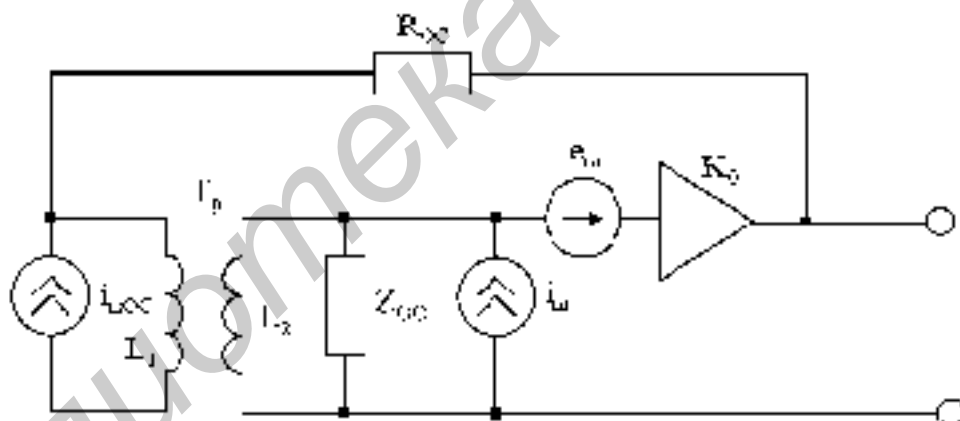


Рис. 3.15. АФА с трансформатором на входе АЭ

тогда для выходного напряжения можно записать $e_{\text{НВЫХ}} = e_{\text{Н}} T_{(n)}$, где $T_{(n)}$ — коэффициент передачи сигнала из обмотки L_1 на выход устройства:

$$T_{(n)} = \frac{R_{\text{OC}(n)}}{Z_{\Gamma(n)}} = \frac{R_{\text{OC}(n)}}{Z_{\Gamma}} n^2. \quad (3.69)$$

При введении трансформатора следует поддерживать выходное напряжение постоянным, т.е.

$$e_{\text{Нвых}} = AE \sqrt{\omega |Z_{\Gamma(n)}|} T_{(n)} = AE \sqrt{\frac{\omega_c R_{\Gamma\text{опт}}}{n^2}} \frac{R_{\text{OC}(n)}}{R_{\Gamma\text{опт}}} n^2 = \text{const}, \quad (3.70)$$

что можно обеспечить при

$$R_{\text{OC}(n)} = \frac{R_{\text{OC}(0)}}{n}, \quad (3.71)$$

где $R_{\text{OC}(0)}$ — величина резистора R_{OC} при $n = 1$ (при отсутствии трансформатора).

Для напряжения шумов резистора R_{OC} можно записать, приводя его к входу усилителя:

$$e_{\text{шOC}}^2 = i_{\text{шOC}}^2 Z_{\Gamma(n)}^2 = 4kT \frac{1}{R_{\text{OC}(n)}} Z_{\Gamma(n)}^2 n^2 \Delta f, \quad (3.72)$$

Подставляя в (3.70) выражения для $Z_{\Gamma(n)}$ и $R_{\text{OC}(n)}$, получим

$$e_{\text{шOC}}^2 = 4kT \frac{n}{R_{\text{OC}(0)}} \frac{R_{\Gamma\text{опт}}^2}{n^4} n^2 \Delta f = 4kT \frac{1}{R_{\text{OC}(n)} n} R_{\Gamma\text{опт}}^2 \Delta f, \quad (3.73)$$

Из (3.73) видно, что введение трансформатора позволяет уменьшить приведенный ко входу уровень шумов резистора R_{OC} пропорционально величине коэффициента трансформации n . Это обстоятельство позволяет задать, например, величину шумов R_{OC} меньше уровня собственных шумов усилителя $u_{\text{ш}}$ в соответствии с выражением

$$4kT \frac{1}{R_{\text{OC}(n)} n} R_{\Gamma\text{опт}}^2 \Delta f = (0,1 \dots 0,05) u_{\text{ш}}^2, \quad (3.74)$$

где $u_{\text{ш}}^2 = e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 R_{\Gamma\text{опт}}^2 = 4kT_{\text{ш}} R_{\Gamma\text{опт}} \Delta f$,

$T_{\text{ш}}$ — шумовая температура усилительного элемента.

Тогда значение n из (3.74) равно

$$n = (10 \dots 20) \frac{T}{T_{\text{ш}}} \frac{R_{\Gamma\text{опт}}}{R_{\text{OC}(0)}} = (10 \dots 20) \frac{T}{T_{\text{ш}} T_{(0)}}, \quad (3.75)$$

где $T_{(0)} = R_{\text{OC}(0)} / R_{\Gamma\text{опт}}$ — передача на частоте согласования при $n = 1$, т.е. без трансформатора.

Величина $T_{(0)}$ определяется исходя из заданных уровня выходного сигнала и величины реальной чувствительности, для которой величина сигнала на входе усилителя должна быть больше приведенного ко входу уровня шумов в заданное число раз (для радиовещательных приемников в 30 раз с учетом глубины АМ 30%).

С учетом сказанного

$$T_{(0)} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{30\sqrt{4kT_{\text{ш}}R_{\text{Гопт}}\Delta f}}, \quad (3.76)$$

а величина n равна

$$n = \frac{30(10...20)T}{T_{\text{ш}}} \frac{\sqrt{4kT_{\text{ш}}R_{\text{Гопт}}\Delta f}}{u_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3.77)$$

Все сказанное выше относительно введения пассивного трансформатора с точки зрения шумов резистора обратной связи справедливо и для варианта активного трансформатора с несколькими УЭ.

3.3. Расчет реальной чувствительности активной магнитной антенны

Как отмечалось в разделе 3.1, расчет шумовых параметров устройств с реактивным источником сигнала связан с анализом отношения сигнал/шум. Однако анализ на основе отношения сигнал/шум в таком виде, как это рассмотрено выше, приспособлен скорее для сопоставления характеристик различных вариантов, чем для расчета параметров конкретного устройства, к тому же здесь требуется знание шумовых параметров $e_{\text{ш}}$ и $i_{\text{ш}}$ транзисторов, которые в справочных пособиях на полупроводниковые приборы обычно не приводятся.

Рассмотрим методику расчета реальной чувствительности и отношения сигнал/шум, исходными данными для которой являются только приводимые в справочниках шумовые параметры транзисторов [6].

Как известно, выражение для коэффициента шума устройства можно представить в следующем виде:

$$F_{\text{ш}} = 1 + \frac{e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 R_{\text{Г}}^2}{4kTR_{\text{Г}}\Delta f}, \quad (3.78)$$

где $R_{\text{Г}}$ — активное сопротивление источника сигнала.

Кроме того

$$F_{\text{ш}} = 1 + T_{\text{ш}} / T, \quad (3.79)$$

где $T_{\text{ш}}$ — шумовая температура устройства.

Параметры $F_{\text{ш}}$ и $T_{\text{ш}}$ используются для оценки шумовых характеристик устройств. Однако непосредственное использование коэффициента шума для устройств с чисто реактивным источником сигналов невозможно, так как в выражении (3.78) $R_{\text{Г}}$ должно быть активным, поскольку смысл коэффициента шума заключен в сравнении шумов устройства и шумов реального резистивного источника сигнала.

Для устройств с чисто реактивным источником сигналов наиболее информативными, как уже указывалось, являются отношение сигнал/шум и связанная с ним реальная чувствительность E_p , равная уровню сигнала, при котором обеспечивается заданное отношение сигнал/шум. В справочниках на полупроводниковые приборы приводятся обычно значения коэффициента шума транзисторов или их шумовой температуры. В связи с этим целесообразно было бы использовать именно эти параметры для расчета шумовых характеристик АМА, в частности, реальной чувствительности. С этой целью необходимо представить реальную чувствительность как функцию от коэффициента шума или шумовой температуры применяемого транзистора.

Такое представление возможно путем выражения шумов усилителя, работающего от реактивного “нешумящего” источника сигналов Z_Γ , через коэффициент шума транзистора и шумы “шумящего” источника с активным сопротивлением R_Γ , равным модулю внутреннего сопротивления реактивного источника сигнала $|Z_\Gamma|$. Так как шумы усилителя не зависят от того, является ли источник шума шумящим или нет, то такое представление корректно.

Такой подход основан на известном методе оценки шумовых свойств УЭ путем замены УЭ шумящим сопротивлением.

Из выражения (3.78) для суммарного уровня шумов усилителя

$$u_{\text{ш}} = \sqrt{e_{\text{ш}} + i_{\text{ш}}^2 R_\Gamma^2}$$

получим

$$u_{\text{ш}} = \sqrt{(F_{\text{ш}} - 1)4kTR_\Gamma\Delta f}. \quad (3.80)$$

Разделив левую и правую части выражения (3.80) на значение выходного сигнала e_H , запишем для отношения сигнал/шум $B = e_H / u_{\text{ш}}$:

$$B = e_H / \sqrt{(F_{\text{ш}} - 1)4kTR_\Gamma\Delta f}. \quad (3.81)$$

Принимая во внимание выражение (3.5), с учётом равенства $R_\Gamma = |Z_\Gamma|$, для B получим

$$B = A \frac{\sqrt{\omega}E}{\sqrt{(F_{\text{ш}} - 1)4kT\Delta f}}. \quad (3.82)$$

Выражение (3.82) позволяет рассчитать реальную чувствительность устройства при заданном отношении сигнал/шум B .

Для АМА радиовещательного приёмника $B = 30$ дБ, что приводит к следующему выражению:

$$E_p = 30 \frac{\sqrt{(F_{\text{ш}} - 1)4kT\Delta f}}{A\sqrt{\omega}}. \quad (3.83)$$

С учётом выражения (3.79) окончательно получим

$$E_p = 30 \frac{\sqrt{4kT_{ш}\Delta f}}{A\sqrt{\omega}}. \quad (3.84)$$

При выводе выражений (3.83) и (3.84) принято, что E_p устройства определяется только шумами транзистора входного каскада, т.е. входной каскад не содержит местных ООС, а цепи питания не вносят дополнительных шумовых составляющих. Указанным требованиям отвечает усилитель, выполненный согласно рис. 3.16.

Результаты расчёта реальной чувствительности АМА для различных типов транзисторов приведены в табл. 3.1. При этом $\Delta f = 10$ кГц, значение коэффициента A рассчитывалось для двух типоразмеров стандартных ферритовых стержней Н400: $l_c = 200$ мм, $d_c = 10$ мм и $l_c = 100$ мм, $d_c = 8$ мм. Применение резонансных методов повышения отношения сигнал/шум позволяет дополнительно повысить реальную чувствительность E_p в соответствии с формулой

$$E_{pн} = E_p D_1 / D_i, \quad (3.85)$$

где D_1 и D_i определяются согласно методике, описанной в пп. 3.1.1–3.1.4.

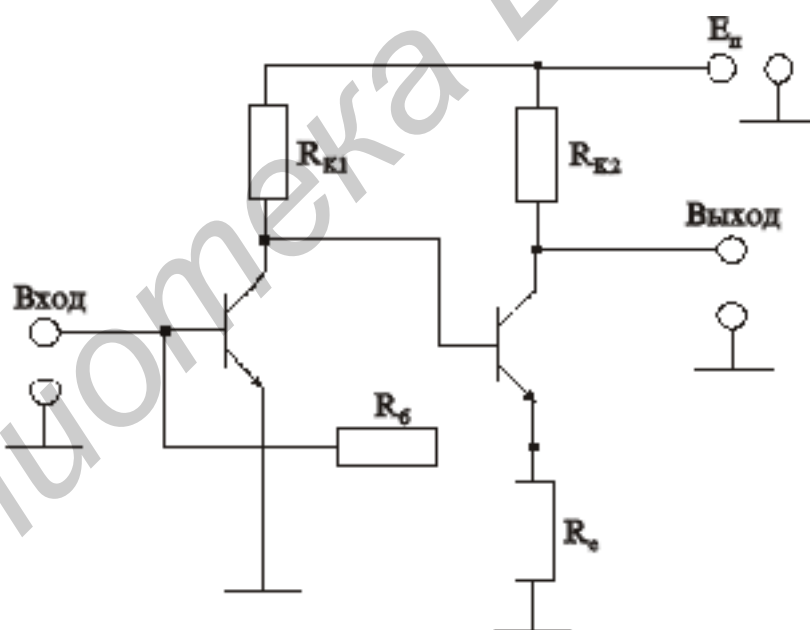


Рис. 3.16. Малошумящий усилитель для АМА

В табл. 3.1 в скобках указаны значения $E_{pн}$ для АМА с последовательным резонансом. Как видно из таблицы, повысить реальную чувствительность в значительной степени позволяет применение транзисторов с минимальным значением шумовой температуры $T_{ш}$, в частности полевых транзисторов. Однако при этом $|Z_{Г}| = R_{Г_{онт}}$ для АМА имеет большое численное значение, а это приводит к появлению паразитных резонансов в пределах рабочего диапазона частот. На-

пример, для $R_{\text{Гопт}} = 40$ кОм на частоте 150 кГц (для АМА ДВ диапазона) индуктивность МА составляет приблизительно 40 мГн, при этом индуктивность МА L_A совместно с ёмкостью монтажа, паразитной ёмкостью обмотки антенны и входной ёмкостью полевого транзистора $C_0 = C_M + C_L + C_{\text{вх}} = 10$ пФ образует параллельный колебательный контур с частотой резонанса $F_0 = 250$ кГц. В связи с этим устройство становится неработоспособным в диапазоне частот СВ 525–1605 кГц.

Таким образом, применение полевых транзисторов целесообразно для длинноволновой части радиовещательного диапазона, для средневолновой части наиболее подходящими являются биполярные транзисторы со значениями $R_{\text{Гопт}}$ порядка сотен ом, например типа КТ368Б. Применение полевых транзисторов для более высокочастотных диапазонов связано с определёнными трудностями по уменьшению влияния $C_{\text{вх}}$ усилителя и собственной ёмкости МА.

В случае полевых транзисторов рекомендуется использование активного трансформатора путем параллельного включения полевых транзисторов во входном каскаде, что позволяет уменьшить $R_{\text{Гопт}\Sigma}$, как это показано выше.

Как видно из табл. 3.1, весьма эффективным методом повышения реальной чувствительности является также увеличение габаритов ферритовой антенны, что приводит к росту действующей высоты.

Таблица 3.1

Шумовые характеристики АМА

Тип транзистора	$T_{\text{ш}}, ^\circ\text{К}$	$R_{\text{Гопт}}, \text{кОм}$	$I_{\text{опт}}, \text{мА}$	$E_p, \text{мВ/м}$ ($E_{\text{рп}}, \text{мВ/м}$)			
				сердечник $l_c = 200$ мм, $d_c = 10$ мм		сердечник $l_c = 100$ мм, $d_c = 8$ мм	
				ДВ 148–285 кГц	СВ 525–1607 кГц	ДВ 148–285 кГц	СВ 525–1607 кГц
Биполярный КТ368Б	30	0,2	0,2	1,06(0,68) 0,57(0,40)		2,33(1,50) 1,25(0,88)	
Биполярный КТ3107	13,5	46,4	0,03	0,71(0,46)		1,56(1,00)	
Полевой КП303А	8,5	16,6	1,5	0,38(0,27)		0,84(0,59)	
Полевой КП303В	7,5	12,7	2,3	0,56(0,36) 0,30(0,21)		1,23(0,79) 0,66(0,47)	
Полевой КП323А-2	4,4	33	4,0	0,53(0,34) 0,28(0,20) 0,40(0,26) 0,21(0,15)		1,17(0,76) 0,63(0,45) 0,88(0,57) 0,47(0,33)	

Используя выражения (1.8) и (3.81), получим для частоты диапазона, где $|Z_{\Gamma}| = R_{\Gamma_{\text{опт}}}$:

$$E_p = 30 \frac{\sqrt{4kT_{\text{ш}} R_{\Gamma_{\text{опт}}} \Delta f}}{h_d}. \quad (3.86)$$

Из выражения (3.86) видно, что максимизация реальной чувствительности устройства требует наряду с применением малошумящих транзисторов увеличения действующей высоты МА.

3.4. Многодиапазонные активные магнитные антенны

При разбиении рабочего диапазона частот на поддиапазоны (см. п. 3.2) с целью обеспечения условий согласования по шумам для получения наилучшей реальной чувствительности в пределах каждого поддиапазона происходит изменение ряда параметров АМА, а не только частоты согласования ω_c .

Анализ выполним для нерезонансного варианта АМА с параллельной ОС, т.е. при условии $a = 0$, $d = \infty$. Предположим, что существуют два варианта устройств (рис. 3.17) с различными параметрами рассогласования b_{11} и b_{12} , т.е. с различными значениями частоты согласования ω_c , так как $b = \omega_n / \omega_c$, и неизменной частотой ω_n .

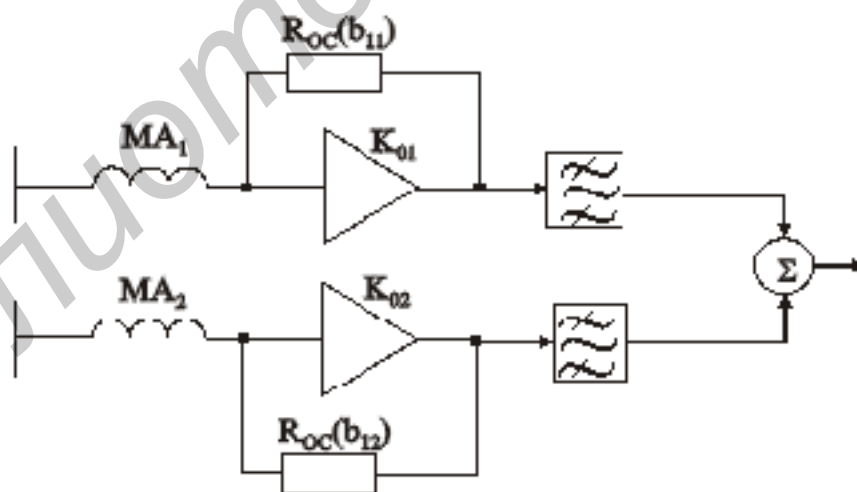


Рис. 3.17. Двухдиапазонная АМА

Выбор значения R_{OC} , как будет показано далее, существенно влияет на параметры АМА. Рассмотрим некоторые режимы работы АМА, которые могут быть реализованы на практике при проектировании двухдиапазонных АМА.

3.4.1. Режим равенства выходных напряжений при реальной чувствительности

Выходное напряжение АМА равно

$$u_{\text{вых}} = e_{\text{H}} T_{\text{АМА}}. \quad (3.87)$$

Для напряжения сигнала и коэффициента передачи устройства из выражений (3.5), (3.8) и (3.66) (при $K \gg 1$) можно записать

$$e_{\text{H}} = A \sqrt{\omega_{\text{H}} R_{\text{Гопт}} b} \Omega E. \quad (3.88)$$

$$T_{\text{АМА}} = R_{\text{OC}} / (j R_{\text{Гопт}} b \Omega). \quad (3.89)$$

Тогда

$$u_{\text{вых}} = A \frac{\sqrt{\omega_{\text{H}} R_{\text{OC}}}}{\sqrt{R_{\text{Гопт}} b}} E. \quad (3.90)$$

Рассматриваемый режим соответствует значению R_{OC} , которое обеспечивает равенство значений выходных напряжений при равенстве отношений сигнал/шум АМА в обоих поддиапазонах. Найдем условие, которому должно удовлетворять при этом R_{OC} . В соответствии с выражением (3.9) для частоты $\Omega_c = \omega_c / \omega_{\text{H}}$ получим

$$B = gE / \sqrt{2b}, \quad (3.91)$$

откуда видно, что для реальных чувствительностей выполняется соотношение (при $B = \text{const}$)

$$\frac{E_{\text{p}}(b_{11})}{E_{\text{p}}(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}. \quad (3.92)$$

Из выражения для выходного напряжения (3.90) с учетом (3.92) следует, что равенство выходных напряжений имеет место при

$$R_{\text{OC}}(b_{11}) = R_{\text{OC}}(b_{12}). \quad (3.93)$$

При одинаковом значении напряженности поля E для выходных напряжений из (3.90) с учетом (3.93) получим

$$\frac{u_{\text{вых}}(b_{11})}{u_{\text{вых}}(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{12}}{b_{11}}}, \quad (3.94)$$

что означает рост выходного напряжения при переходе на более высокочастотный поддиапазон при $b_{12} < b_{11}$ либо его уменьшение при переходе на более низ-

кочастотный поддиапазон при $b_{12} > b_{11}$. Таким образом, для рассматриваемого режима справедливы следующие соотношения параметров:

$$\left. \begin{aligned} R_{OC}(b_{11}) &= R_{OC}(b_{12}), \\ \frac{u_{ВЫХ}(b_{11})}{u_{ВЫХ}(b_{12})} &= \sqrt{\frac{b_{12}}{b_{11}}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.95)$$

Из (3.95) видно, что при $b_{12} < b_{11}$ в более высокочастотном поддиапазоне наблюдается увеличение выходного напряжения. В связи с этим рассматриваемый режим работы АМА, характеризующийся постоянством R_{OC} в обоих поддиапазонах, приводит к появлению неравномерности АЧХ. Для уменьшения неравномерности АЧХ в АМА более высокочастотного поддиапазона можно ввести дополнительный каскад с коэффициентом передачи, который полностью компенсирует разницу в уровнях выходных напряжений в обоих частотных поддиапазонах.

3.4.2. Режим равенства выходных напряжений при равных значениях напряженности поля

С целью уменьшения неравномерности АЧХ АМА представляется целесообразным соответствующим выбором значений R_{OC} обеспечить равенство выходных напряжений АМА в разных частотных поддиапазонах.

При сравнении нерезонансных вариантов АМА и равенстве выходных напряжений $u_{ВЫХ}(b_{11}) = u_{ВЫХ}(b_{12})$ можно записать

$$\begin{aligned} u_{ВЫХ}(b_{11}) &= \frac{A\sqrt{\omega_n R_{OC}(b_{11})}E(b_{11})}{\sqrt{R_{ГОПТ} b_{11}}} = \\ &= \frac{A\sqrt{\omega_n R_{OC}(b_{12})}E(b_{11})}{\sqrt{R_{ГОПТ} b_{12}}} = u_{ВЫХ}(b_{12}), \end{aligned} \quad (3.96)$$

откуда при равенстве A , ω_n , E и $R_{ГОПТ}$, т.е. при идентичности характеристик ферритовых стержней и усилителей для одного и того же частотного диапазона

$$R_{OC}(b_{12}) = R_{OC}(b_{11})\sqrt{b_{12}/b_{11}}. \quad (3.97)$$

При $b_{11} = 1$ получим

$$R_{OC}(b_{12}) = R_{OC}(b_{11})\sqrt{b_{12}}. \quad (3.98)$$

Таким образом, окончательно можно записать следующие равенства:

$$\left. \begin{aligned} u_{ВЫХ}(b_{11}) &= u_{ВЫХ}(b_{12}), \\ \frac{R_{OC}(b_{11})}{R_{OC}(b_{12})} &= \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.99)$$

3.5. Примеры расчетов активной магнитной антенны

3.5.1. Расчет широкополосной АМА

Рассчитываемая АМА представлена на рис. 3.15.

1. Исходные данные к расчету:

- диапазон волн 148,5–285 кГц (ДВ);
- реальная чувствительность не хуже 0,5 мВ/м;
- максимальная напряженность поля 3 В/м;
- выходное напряжение при напряженности поля, равной реальной чувствительности, 100 мкВ.

2. В результате расчета необходимо определить следующее:

- тип усилительного элемента и его характеристики $T_{ш}$, $R_{Гопт}$;
- параметры пассивной МА: l_c , d_c , μ_A , L_A , n , n_A , h_d ;
- параметры цепи ООС $R_{ОС}$;
- параметры элементов цепи согласования C_1 , C_2 ;
- параметры АМА $h_{дАМА}$, $E_{рп}$.

3. Выбор типа усилительного элемента.

Из табл. 3.1 видно, что указанная в задании реальная чувствительность по полю может быть получена при использовании в диапазоне ДВ полевого транзистора. Выбираем транзистор типа КП303В.

4. Выбор ферритового сердечника магнитной антенны.

Учитывая рекомендации, сделанные в разделе 1.2, для увеличения действующей высоты антенны выбираем для диапазона ДВ ферритовый сердечник марки 2000НН. Геометрические размеры: $d_c = 10$ мм, $l_c = 200$ мм.

5. Выбор варианта согласования.

Для достижения наивысшей реальной чувствительности АМА выбираем вариант с последовательным резонансом.

6. Определение эффективной магнитной проницаемости магнитной антенны.

Из графиков, приведенных на рис. 1.2, получаем для $(l_c / d_c) = 20$:

$$\mu_{Amax} = 177,6.$$

7. Коэффициент перекрытия диапазона по частоте:

$$K_g = \omega_B / \omega_H = 285 / 148,5 = 1,92.$$

8. Параметр а:

$$a = -(1 + K_g^2) / K_g^2 = -(1 + 1,92^2) / 1,92^2 = -1,27.$$

9. Параметр d:

Анализируя график функции $d(K_g)$, при $K_g = 1,92$ находим $d = 0,888$.

10. Параметр b:

$$b = \frac{d^2}{\sqrt{2d^2 + a}} = \frac{0,888^2}{\sqrt{2 \cdot 0,888^2 - 1,27}} = 1,41.$$

11. Нормированный параметр D:

$$D_3 = d \sqrt{\frac{\sqrt{2d^2 + a}}{d^4 + a + 1}} = 0,888 \sqrt{\frac{\sqrt{2 \cdot 0,888^2 - 1,27}}{0,888^4 - 1,27 + 1}} = 1,115.$$

12. Частота последовательного резонанса:

$$f_1 = f_n / d = 148,5 / 0,888 = 166,85 \text{ Гц.}$$

13. Частота шумового согласования:

$$f_c = f_n / b = 148,5 / 1,41 = 105,32.$$

14. Индуктивность МА:

$$L_A = \frac{R_{\text{Гопт}} b}{2\pi f_n} = \frac{12700 \cdot 1,41}{2 \cdot 3,14 \cdot 148,5 \cdot 10^3} = 19200 \text{ мкГн.}$$

15. Расчет действующей высоты МА.

Расчет проводим для нижней частоты диапазона f_n , считая $d_c = d_k$:

$$h_d = h_{\text{дmax}} \varphi(X, Y),$$

откуда при равномерном распределении витков катушки по всей длине ферритового стержня $\varphi(X, Y) = 1$, считая $l_c = l_k$, получаем $h_d = h_{\text{дmax}}$

$$\begin{aligned} h_{\text{дmax}} &= 1,25 \cdot 10^{-2} f d_c \sqrt{l_c} \sqrt{\mu_{A \text{ max}} L_A \frac{d_c}{d_k} \left(1 + \sqrt{\frac{d_c}{d_k}}\right)} = \\ &= 1,25 \cdot 10^{-2} 0,1485 \cdot 1,0 \sqrt{20} \sqrt{177,6 \cdot 19200 \cdot 1(1+1)} = 21,7 \text{ мм.} \end{aligned}$$

16. Расчет емкости корректирующих конденсаторов.

В выбранном варианте согласования $C_2 = 0$, а

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 L_A} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14 \cdot 166,86 \cdot 10^3)^2 19200 \cdot 10^{-6}} = 47,43 \text{ пФ.}$$

Принимаем $C_1 = 47$ пФ.

17. Коэффициент передачи $T_{(0)}$ на частоте шумового согласования.

Для транзистора КП303В $T_{ш} = 7,5^\circ \text{ К}$ при $R_{\text{Гопт}} = 12700 \text{ Ом}$, значение Δf принимаем равным 10 кГц , тогда

$$T_{(0)} = \frac{u_{\text{вых}}}{30 \sqrt{4kT_{ш} R_{\text{Гопт}} \Delta f}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{30 \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} 7,5 \cdot 12700 \cdot 10 \cdot 10^3}} = 14,54.$$

18. Коэффициент трансформации:

$$n = 20 \frac{T}{T_{ш} T_{(0)}} = 20 \frac{293}{7,5 \cdot 14,54} = 53,74.$$

Принимаем $n = 54$.

19. Резистор обратной связи.

Учитывая, что $T_{(0)} = R_{OC(0)} / R_{Гопт}$, а $R_{OC} = R_{OC(0)} / n$, получим

$$R_{OC} = \frac{T_{(0)} R_{Гопт}}{n} = \frac{14,54 \cdot 12700}{54} = 3420 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_{OC} = 3,5 \text{ кОм}$.

20. Коэффициент передачи T_n на нижней частоте диапазона.

Так как $T_n = T_{(n)} / n$, то

$$T_n = \frac{R_{OC}}{Z_{Г(n)}} = \frac{R_{OC}}{Z_{Г}} n = \frac{3500}{2 \cdot 3,14 \cdot 148,5 \cdot 10^3 \cdot 19200 \cdot 10^{-6}} \cdot 54 = 10,56.$$

21. Количество витков магнитной антенны.

Рассчитываем параметр q по [9]:

$$q = \frac{1}{\sqrt{L' d_k \mu_A p_L q_L m_L}} = \frac{1}{\sqrt{0,0015 \cdot 1 \cdot 177,6 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 1}} = 1,938.$$

Тогда

$$n_A = q \sqrt{L_A} = 1,938 \sqrt{19200} = 269.$$

22. Реальная чувствительность АМА.

Рассчитываем площадь витка антенны:

$$S_p = \pi d_k^2 / 4 = 3,14 (10 \cdot 10^{-3})^2 / 4 = 78,5 \cdot 10^{-6} \text{ м.}$$

Рассчитываем значение параметра A :

$$A = 10^3 q S_p \mu_A / C = 10^3 \cdot 1,938 \cdot 78,5 \cdot 10^{-6} \cdot 177,6 / (3 \cdot 10^8) = 0,90 \cdot 10^{-7}.$$

Тогда для минимальной частоты диапазона получим:

$$E_{рп} = \frac{30 \sqrt{4kT_{ш} \Delta f}}{A \sqrt{\omega}} \frac{D_1}{D_3} = \frac{30 \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 7,5 \cdot 10^4}}{0,901 \cdot 10^{-7} \sqrt{2 \cdot 3,14 \cdot 148,5 \cdot 10^3}} \frac{0,707}{1,115} = 0,445 \text{ мВ/м.}$$

23. Действующая высота АМА:

$$h_{дАМА} = \frac{u_{вых}}{E_{рп}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{0,445 \cdot 10^{-3}} = 0,247 \text{ м.}$$

3.5.2. Расчет узкополосной АМА

1. Даны:

- частота сигнала $f_c = 150$ кГц;
- ширина спектра полезного сигнала $\Delta f = 10$ кГц;
- шумовой параметр УЭ $R_{\text{Гопт}} = 12,7$ кОм.

2. В результате расчета требуется определить величину индуктивности МА и значение реальной чувствительности АМА.

3. Расчет параметра b .

Узкополосная АМА означает, что $K_g = 1$. В данном случае АМА представляет собой параллельный колебательный контур на входе УЭ.

Рассчитываем величину эквивалентной добротности входной цепи:

$$Q = f_c / \Delta f = 150 / 10 = 15.$$

Затем рассчитываем параметр b :

$$b = 1 / Q = 1 / 15 = 0,0667.$$

4. Частота шумового согласования:

$$f_c = f_n / b = 150 / 0,0667 = 2248,9 \text{ кГц.}$$

5. Расчет индуктивности МА:

$$L_A = \frac{R_{\text{Гопт}} b}{2\pi f_n} = \frac{12700 \cdot 0,0667}{2 \cdot 3,14 \cdot 150 \cdot 10^3} = 0,889 \text{ мГн.}$$

6. Расчет емкости корректирующих конденсаторов.

В выбранном варианте согласования $C_1 = \infty$ (например, $C_1 = 1,0$ мкФ), а

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_A} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14 \cdot 150 \cdot 10^3)^2 0,899 \cdot 10^{-3}} = 1254 \text{ пФ.}$$

Если АМА является настраиваемой в некотором диапазоне частот (например, в диапазоне ДВ), то рассчитанная величина есть не что иное, как максимальное значение емкости используемого переменного конденсатора. Для уменьшения максимальной емкости переменного конденсатора можно использовать вариант АМА с активным трансформатором, т.е. применяя параллельное соединение нескольких АЭ. При $n' = 4$ величина емкости составит $1254 / 4 = 313,5$ пФ.

7. Нормированный параметр D :

$$D_2 = \sqrt{Q_2 / 2} = \sqrt{15 / 2} = 2,74.$$

8. Расчет действующей высоты МА

Расчет проводим для нижней частоты диапазона $f_n = 150$ кГц, считая $d_c = d_k$:

$$h_d = h_{d\max} \varphi(X, Y),$$

откуда при равномерном распределении витков катушки по всей длине ферритового стержня $\varphi(X, Y) = 1$, считая $l_c = l_k$, получаем $h_d = h_{d\max}$

$$\begin{aligned} h_{d\max} &= 1,25 \cdot 10^{-2} f d_c \sqrt{l_c} \sqrt{\mu_{A\max} L_A \frac{d_c}{d_k} \left(1 + \sqrt{\frac{d_c}{d_k}}\right)} = \\ &= 1,25 \cdot 10^{-2} 0,1485 \cdot 1,0 \sqrt{20} \sqrt{177,6 \cdot 899 \cdot 1(1+1)} = 4,69 \text{ мм.} \end{aligned}$$

9. Количество витков магнитной антенны.

Рассчитываем параметр q по [9, с. 168]:

$$q = \frac{1}{\sqrt{L' d_k \mu_A p_L q_L m_L}} = \frac{1}{\sqrt{0,0015 \cdot 1 \cdot 177,6 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 1}} = 1,938.$$

Тогда

$$n_A = q \sqrt{L_A} = 1,938 \sqrt{899} = 58.$$

10. Реальная чувствительность АМА.

Рассчитываем площадь витка антенны:

$$S_p = \pi d_k^2 / 4 = 3,14(10 \cdot 10^{-3})^2 / 4 = 78,5 \cdot 10^{-6} \text{ м.}$$

Рассчитываем значение параметра A :

$$A = 10^3 q S_p \mu_A / C = 10^3 1,938 \cdot 78,5 \cdot 10^{-6} 177,6 / (3 \cdot 10^8) = 0,901 \cdot 10^{-7}.$$

Окончательно для минимальной частоты диапазона получим:

$$\begin{aligned} E_{\text{рп}} &= \frac{30 \sqrt{4kT_{\text{ш}} \Delta f} D_1}{A \sqrt{\omega} D_3} = \\ &= \frac{30 \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} 7,5 \cdot 10^4}}{0,901 \cdot 10^{-7} \sqrt{2 \cdot 3,14 \cdot 148,5 \cdot 10^3}} \frac{0,707}{2,74} = 0,181 \text{ мВ/м.} \end{aligned}$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Красюк Н.П., Дымович Н.Д. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Высш. шк., 1974. — 536 с.
2. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Н.В. Боброва. — М.: Сов. радио, 1971. — 496 с.
3. Калихман С.Г., Левин Я.М. Радиоприемники на полупроводниковых приборах. Теория и расчет. — М.: Связь, 1979. — 352 с.
4. Цыбаев Б.Г., Романов Б.С. Антенны-усилители. — М.: Сов. радио, 1980. — 240 с.
5. Курочкин А.Е., Окулич Н.И. Способы повышения эффективности широкополосных магнитных антенн // Радиотехника и электроника: Респ. межвед. сборник / МРТИ. — Мн.: Выш. шк., 1985. Вып. 14. С. 31–35.
6. Курочкин А.Е. Расчет предельной реальной чувствительности активных магнитных антенн // Радиотехника. 1990. № 4. С. 64–66.
7. А.с. 1234901 СССР. Активное приемное устройство / А.Е. Курочкин, Н.И. Окулич.
8. Курочкин А.Е. Широкополосная активная магнитная антенна // Радиотехника. 1990. № 3. С.55–57.
9. Проектирование радиоприемных устройств: Учеб. пособие для вузов / Под ред. А.П. Сиверса. — М.: Сов. радио, 1976. — 486 с.

Учебное издание

Курочкин Александр Евдокимович

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АКТИВНЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН

Учебно-методическое пособие по дисциплине
"Радиоприемные устройства"
для студентов специальности "Радиотехника"
В 2-х частях

Часть 1

**ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВХОДНЫХ КАСКАДОВ
РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ С МАГНИТНОЙ АНТЕННОЙ**

Редактор Н.А. Бебель
Корректор Е.Н. Батурчик
Компьютерная верстка Т.В. Шестакова

Подписано в печать 09.10.2002	Формат 60x84 1/16
Бумага офсетная.	Печать ризографическая. Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 2,7	Усл.печ. л. 3,14
Тираж 150 экз.	Заказ 428.

Издатель и полиграфическое исполнение:
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
Лицензия ЛП № 156 от 05.02.2001.
Лицензия ЛВ № 509 от 03.08.2001.
220013, Минск, П. Бровки, 6.