

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» всех форм обучения

В 2-х частях

Часть 2

***НЕЛИНЕЙНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОДНЫХ КАСКАДОВ  
РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ С МАГНИТНОЙ АНТЕННОЙ***

Минск 2003

УДК 621.396.621.2(075.8)

ББК 32.849 я 73

К 93

Р е ц е н з е н т :

зав. кафедрой РТС БГУИР, канд. техн. наук, доцент В.Н. Левкович

**Курочкин А.Е.**

К 93 Теоретические основы активных магнитных антенн: Учебно-метод. пособие по дисциплине «Радиоприемные устройства» для студентов специальности «Радиотехника» всех форм обучения: В 2 ч. Ч. 2. Нелинейные характеристики входных каскадов радиоприемных устройств с магнитной антенной / А.Е. Курочкин. – Мн.: БГУИР, 2003. – 56 с.: ил.

ISBN 985-444-490-2 (ч. 2).

В учебно-методическом пособии рассматриваются вопросы синтеза входных усилительных каскадов радиоприемных устройств с магнитной антенной. В данной части анализируются нелинейные свойства АМА различных вариантов и методы расширения динамического диапазона на основе теории функции чувствительности. Рассматриваются возможности структурного подхода при синтезе высоколинейных АМА. Предлагаются соответствующие схемотехнические решения.

Пособие может быть рекомендовано для курсового и дипломного проектирования.

УДК 621.396.621.2(075.8)

ББК 32.849 я73

Часть 1: Курочкин А.Е. Теоретические основы активных магнитных антенн: Учебно-метод. пособие по дисциплине «Радиоприемные устройства» для студентов специальности «Радиотехника»: В 2 ч. Ч. 1. Шумовые параметры входных каскадов РПУ с магнитной антенной. – Мн.: БГУИР, 2002.

ISBN 985-444-490-2 (ч. 2)

ISBN 985-444-438-4

© Курочкин А.Е., 2003

© БГУИР, 2003

## СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....	4
1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТАХ .....	5
1.1. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЯХ .....	5
1.2. Оценка НИ по характеристикам оператора передачи .....	7
1.3. Графическое представление НИ .....	11
1.4. НИ в УЗ на биполярном транзисторе .....	13
1.5. НИ в ДУ на биполярном транзисторе .....	17
1.6. Каскадное соединение УЗ .....	19
2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ФУНКЦИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ .....	21
2.1. Связь между расчетом цепей и чувствительностью .....	21
2.2. Функции чувствительности .....	23
2.3. Инварианты чувствительности .....	23
3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АМА .....	30
3.1. ОДНОДИАПАЗОННЫЕ ШАМА .....	30
3.2. Нелинейные характеристики многодиапазонной АМА .....	36
3.2.1. Режим равенства выходных напряжений при реальной чувствительности .....	38
3.2.2. Режим равенства выходных напряжений при равных значениях напряженности поля .....	39
3.2.3. Режим равенства значений функции чувствительности .....	39
3.2.4. Режим равенства значений коэффициентов интермодуляции .....	40
3.2.5. Влияние входного сопротивления усилителя .....	41
3.2.6. Реализация структурных методов улучшения характеристик активных магнитных антенн .....	42
4. ПРИНЦИПЫ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВЫСОКОЛИНЕЙНЫХ АКТИВНЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН .....	44
4.1. Принципы построения активных магнитных антенн .....	44
4.2. Широкополосная активная магнитная антенна с конструктивным разделением поддиапазонов .....	46
4.3. Широкополосная активная магнитная антенна с режимной регулировкой частоты согласования .....	48
4.4. Системы АРЧ в АМА .....	51
4.5. АМА с узкополосным усилителем радиочастоты .....	52
ЛИТЕРАТУРА .....	55

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АА	— активная антенна
АМ	— амплитудная модуляция
АМА	— активная магнитная антенна
АФ	— активный фильтр
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
АЭ	— активный элемент
ДВ	— длинные волны
ДД	— динамический диапазон
ДМВ	— дециметровые волны
ДУ	— дифференциальный усилитель
КВ	— короткие волны
МА	— магнитная антенна
МВ	— метровые волны
НИ	— нелинейные искажения
РПУ	— радиоприемное устройство
ООС	— отрицательная обратная связь
ОС	— обратная связь
СВ	— средние волны
УЗ	— усилительное звено
УКВ	— ультракороткие волны
УРЧ	— усилитель радиочастоты
УУ	— усилительное устройство
УЭ	— усилительный элемент
ФОС	— фильтр основной селекции
ШАМА	— широкополосная активная магнитная антенна
ЭДС	— электродвижущая сила
ЭМС	— электромагнитная совместимость
ЭМО	— электромагнитная обстановка
СР	— compression point (точка компрессии)
ІМА	— intermodulation attenuation (затухание интермодуляции)
ІMP	— intermodulation product (интермодуляционный продукт)
ІР	— intercept point (точка пересечения)

# 1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТАХ

## 1.1. Краткие сведения о нелинейных искажениях

Сообщения, передаваемые по радиоканалу, могут искажаться из-за воздействия как внешних по отношению к РПУ помех, так и внутренних или собственных шумов АЭ. Кроме того, искажения полезного сообщения могут иметь место из-за неидеальности характеристик УЗ как в присутствии мешающих сигналов или помех на входе РПУ, так и при отсутствии таковых. В данном случае под неидеальностью мы будем понимать нелинейность характеристик реальных АЭ.

Нелинейные искажения связаны с появлением в спектре полезного сигнала на выходе РПУ новых составляющих, которые отсутствуют на его входе, и обусловлены исключительно наличием нелинейных участков на вольт-амперных характеристиках АЭ [1].

Появление нелинейных искажений в РПУ приводит к тому, что в дополнение к рассмотренному в 1-й части пособия [2] ограничению уровня полезных сигналов внутренними шумами в области слабых сигналов появляется новый пороговый уровень и в области сильных сигналов. Для обеих областей характерно нарушение линейной зависимости выходного сигнала от величины входного воздействия (рис. 1.1).

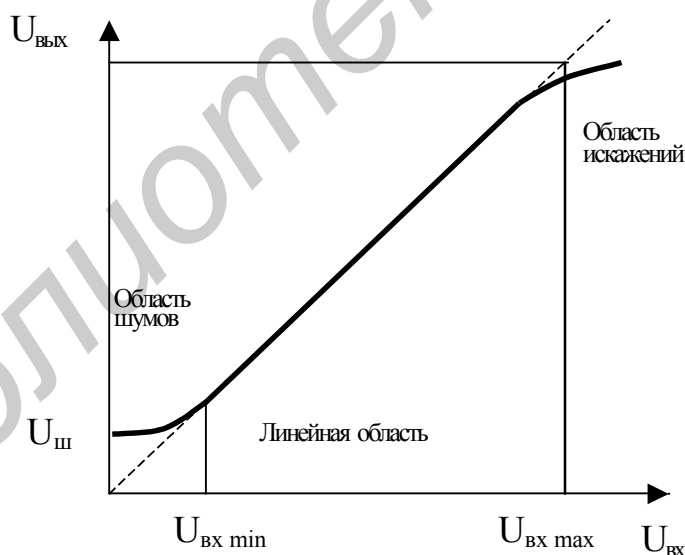


Рис. 1.1. Амплитудная характеристика УЗ

Оценка нелинейных свойств УЗ, основанная на определении области уровня сигнала, в пределах которой УЗ считается линейным, называется динамическим диапазоном. Фактически ДД определяет протяженность линейного уча-

стка амплитудной характеристики УЗ между областями слабого и сильного сигналов, в пределах которого НИ можно пренебречь.

Под количественной оценкой ДД РПУ подразумевают отношение граничных уровней входных воздействий, в пределах которых обеспечивается допустимая потеря информации, содержащейся в полезном сигнале, т.е. это отношение максимального уровня входного сигнала  $U_{вх\ max}$ , при котором нелинейные искажения еще равны допустимому значению, к его минимальному уровню  $U_{вх\ min}$ , при котором отношение сигнал/шум на выходе тракта равно заданной величине. Иногда минимальный уровень сигнала принимается равным уровню внутренних шумов тракта  $U_{ш}$ , т.е. отношение сигнал/шум полагается равным единице. Различают также ДД по напряжению, по току и по мощности в зависимости от выбора той или иной характеристики сигнала. Величина  $U_{вх\ max}$  для одного и того же устройства может меняться в зависимости от метода оценки нелинейных свойств УЗ и вида нелинейного эффекта.

Требования к линейности характеристик УЗ в настоящее время постоянно ужесточаются. Приходится проектировать и создавать РПУ и УУ, обеспечивающие все меньшие искажения принимаемых и усиливаемых сигналов.

В первую очередь это связано с постоянно усложняющейся ЭМС в точке приема. Выражается это в присутствии на входе РПУ группового сигнала, состоящего из большого числа интенсивных колебаний с различными амплитудами и частотами. В результате проявления нелинейных эффектов реальная характеристика частотной избирательности оказывается значительно хуже. Кроме областей с ослабленной линейной избирательностью она дополняется областями с ослабленной нелинейной избирательностью (рис. 1.2). Повышение линейности или расширение динамического диапазона УЗ способствует решению проблемы ЭМС радиоэлектронной аппаратуры.

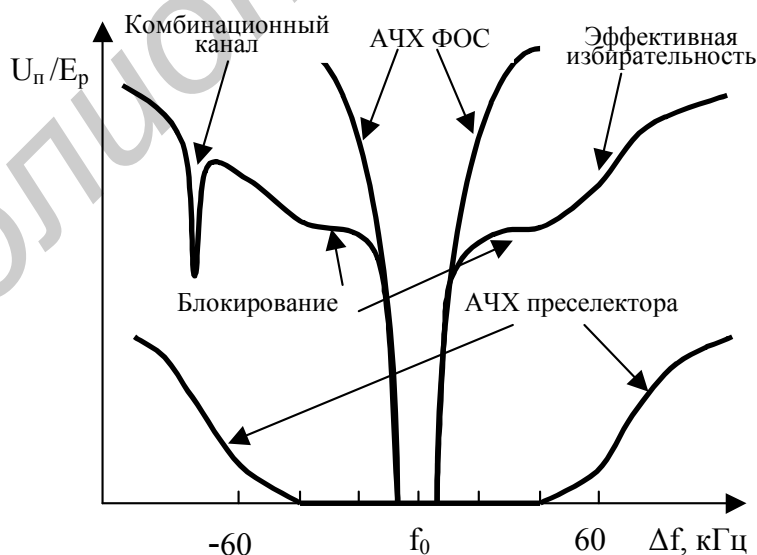


Рис. 1.2. Характеристика двухсигнальной избирательности РПУ

## 1.2. Оценка НИ по характеристикам оператора передачи

Для описания оператора вида  $y = f(x)$  в приемно-усилительной технике часто используется степенной ряд:

$$y = Y_0 + K_1 x + K_2 x^2 + K_3 x^3 + \dots + K_i x^i, \quad (1.1)$$

где  $K_i$  – коэффициенты ряда;  $x$  и  $y$  – входной и выходной сигналы соответственно:  $x = U_{\text{вх}}$ ,  $y = U_{\text{вых}}$  или  $y = I_{\text{вых}}$ .

На практике используется разновидность разложения (1.1) в виде ряда Тейлора, для которого коэффициенты ряда определяются следующим образом:

$$K_1 = f'(x_0), \quad K_2 = f''(x_0)/2!, \quad K_3 = f'''(x_0)/3!, \quad K_i = f^{(i)}(x_0)/i!,$$

где  $x_0$  – точка функции (1.1), относительно которой осуществляется разложение.

При увеличении амплитуды входного воздействия или степени нелинейности происходит ухудшение сходимости ряда (1.1). Это требует учета большего числа членов ряда и как результат увеличения затрат машинного времени. В связи с этим вполне справедливо желание ограничить число членов ряда.

Использование коротких рядов будет тем более правомерным, чем меньше величина соответствующего критерия НИ. Поэтому чаще всего короткие ряды удобны для расчетов трактов с малыми НИ. При малых входных воздействиях достаточна, например, аппроксимация с помощью короткого ряда ( $i = 3$ ), с ростом же уровня сигнала следует переходить к более сложной аппроксимации путем удлинения ряда.

Работа при малых входных сигналах соответствует так называемому режиму несущественной нелинейности в отличие от режима существенной нелинейности, для которого характерно наличие искажений выходного сигнала вида отсечки и ограничения.

Пределы применимости ряда для анализа нелинейных искажений можно оценить следующим образом. Так как используемый ряд имеет ограниченную область сходимости, диапазон входных сигналов ограничивают величиной, при которой отброшенный последующий член ряда составляет менее 10% от предыдущего. Тогда для  $i = 3$

$$K_4 U^4 \leq 0,1 K_3 U^3, \quad (1.2)$$

а допустимая величина входного напряжения не должна превышать

$$U_{\text{вх.доп}} = 0,1 \frac{K_3}{K_4}. \quad (1.3)$$

На практике используются различные критерии оценки нелинейных свойств усилительных устройств.

К односигнальным, т.е. определяемым при односигнальном входном воздействии, критериям относятся:

- коэффициент гармоник  $K_r$ ;
- коэффициент сжатия (расширения)  $K_{\text{сж}}$ .

К двухсигнальным, т.е. определяемым при бигармоническом входном тестовом сигнале, относятся:

- коэффициенты интермодуляции различных порядков (например, второго  $K_{11}$  и третьего  $K_{21}$  порядков);
- коэффициент перекрестных искажений  $K_{пер}$ ;
- коэффициент блокирования  $K_{бл}$ .

Коэффициент интермодуляции – это отношение амплитуды комбинационных колебаний  $U_{mn}$  в выходном сигнале с частотами вида  $mf_1 \pm nf_2$  при двухсигнальном входном воздействии  $U_{вх} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$  (рис. 1.3) к нормированной амплитуде полезного сигнала  $U_{mc}$  в отсутствие интермодуляционных помех:

$$K_{mn} = \frac{U_{mn}}{K_1 U_{mc}}. \quad (1.4)$$

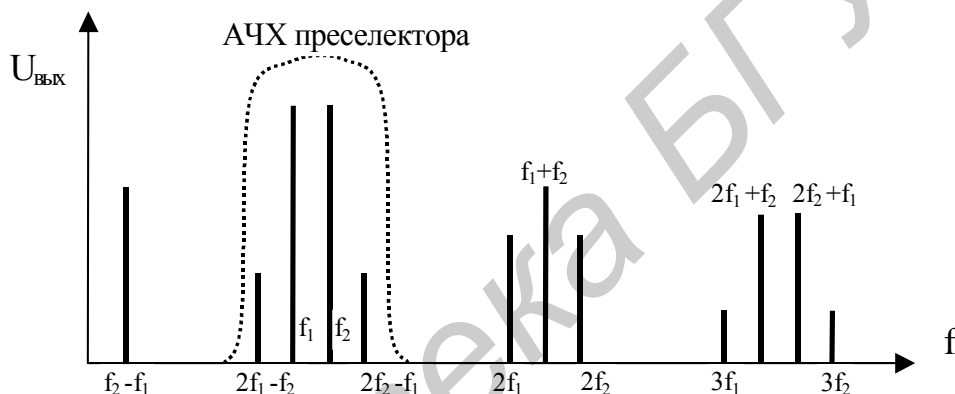


Рис. 1.3. Составляющие выходного спектра при двухтоновом входном сигнале

Под порядком продукта интермодуляции понимают абсолютное значение суммы коэффициентов  $m$  и  $n$ :

$$i = |m| + |n|. \quad (1.5)$$

Различают коэффициенты интермодуляции 2-го и 3-го порядков, для которых соответственно  $U_{mn} = U_{11} = K_2 U_{вх}^2$  ( $m = 1, n = 1$ ) и  $U_{mn} = U_{21} = K_3 U_{вх}^3$  ( $m = 2, n = 1$ ):

$$K_{11} = \frac{K_2 U_{вх}^2}{K_1 U_{mc}} = \frac{U_{11}}{K_1 U_{mc}}, \quad (1.6)$$

$$K_{21} = \frac{K_3 U_{вх}^3}{K_1 U_{mc}} = \frac{U_{21}}{K_1 U_{mc}}. \quad (1.7)$$

Формирование комбинационных составляющих  $U_{11}$  и  $U_{21}$  происходит следующим образом. Подставим в (1.1)  $U_{вх} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ , при этом будем учитывать только квадратичный и кубический члены ряда:



$$\begin{aligned} K_2 U_{\text{вх}}^2 &= K_2 (U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t)^2 = \\ &= K_2 (U_1^2 \cos^2 \omega_1 t + U_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2U_1 U_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t), \end{aligned} \quad (1.8)$$

$$\begin{aligned} K_3 U_{\text{вх}}^3 &= K_3 (U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t)^3 = K_3 (U_1^3 \cos^3 \omega_1 t + U_2^3 \cos^3 \omega_2 t + \\ &+ 3U_1^2 \cos^2 \omega_1 t U_2 \cos \omega_2 t + 3U_1 \cos \omega_1 t U_2^2 \cos^2 \omega_2 t). \end{aligned} \quad (1.9)$$

Преобразуя произведения тригонометрических функций в суммы и учитывая, что  $\cos^2 \omega t = (1 + \cos 2\omega t)/2$ , можно записать для комбинационных составляющих:

$$K_2 U_{\text{вх}}^2 \rightarrow U_{11} = K_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 \pm \omega_2)t, \quad (1.10)$$

$$K_3 U_{\text{вх}}^3 \rightarrow U_{21} = \frac{3}{4} K_3 [U_1^2 U_2 \cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t + U_1 U_2^2 \cos(\omega_1 \pm 2\omega_2)t]. \quad (1.11)$$

При выполнении равенства  $U_1 = U_2 = U_{\text{мс}}$ , что справедливо для широкополосных устройств, получим для коэффициентов интермодуляции 2-го и 3-го порядков соответственно

$$K_{11} = \frac{U_{11}}{K_1 U_{\text{мс}}} = \frac{K_2}{K_1} U_{\text{мс}}, \quad (1.12)$$

$$K_{21} = \frac{U_{21}}{K_1 U_{\text{мс}}} = \frac{3K_3}{4K_1} U_{\text{мс}}^2. \quad (1.13)$$

Коэффициент сжатия (компрессии) или расширения – отношение составляющей  $U_{\text{сж}}$ , появляющейся в выходном сигнале, к нормированной амплитуде полезного сигнала. Этот эффект проявляется в изменении коэффициента передачи под воздействием основного сигнала  $U_c$  за счет нелинейности передаточной характеристики в сторону увеличения при  $K_3 > 0$  и сторону уменьшения при  $K_3 < 0$ . Составляющая  $U_{\text{сж}}$  при использовании укороченного ряда формируется в кубичном члене ряда (1.1) при  $U_{\text{вх}} = U_c = U_{\text{мс}} \cos \omega_c t$ . Из первого слагаемого в скобках (1.9) получим, выделяя составляющую с частотой  $\omega_c$ ,

$$K_3 U_{\text{вх}}^3 \rightarrow U_{\text{сж}} = K_3 U_{\text{мс}}^3 \cos^3 \omega_c t = \frac{3}{4} K_3 U_{\text{мс}}^3 \cos \omega_c t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_c t \equiv \frac{3}{4} K_3 U_{\text{мс}}^3 \cos \omega_c t. \quad (1.14)$$

С учетом (1.14) получим для коэффициента сжатия

$$K_{\text{сж}} = \frac{U_{\text{сж}}}{K_1 U_{\text{мс}}} = \frac{3K_3 U_{\text{мс}}^3}{4K_1 U_{\text{мс}}} = \frac{3K_3 U_{\text{мс}}^2}{4K_1}. \quad (1.15)$$

Коэффициент блокирования – это отношение составляющей  $U_{\text{бл}}$ , появляющейся в выходном сигнале на частоте полезного сигнала при наличии помехи, к амплитуде полезного сигнала без помехи. Этот эффект проявляется в изменении коэффициента передачи полезного сигнала  $U_c$  под воздействием мешающего сигнала помехи  $U_{\text{п}}$  за счет нелинейности передаточной характеристики. Составляющая  $U_{\text{бл}}$  при использовании укороченного ряда также формируется в кубичном члене ряда (1.1) при  $U_{\text{вх}} = U_c + U_{\text{п}} = U_{\text{мс}} \cos \omega_c t + U_{\text{мп}} \cos \omega_{\text{п}} t$ . Из четвертого слагаемого в скобках (1.9) получим

$$\begin{aligned}
K_3 U_{\text{вх}}^3 &\rightarrow U_{\text{бл}} = 3K_3 U_{\text{мс}} \cos \omega_c t U_{\text{мп}}^2 \cos^2 \omega_{\text{п}} t = \\
&= 3K_3 U_{\text{мс}} U_{\text{мп}}^2 \cos \omega_c t (1/2)(1 + \cos 2\omega_{\text{п}} t) \equiv \frac{3}{2} K_3 U_{\text{мс}} U_{\text{мп}}^2 \cos \omega_c t.
\end{aligned}$$

На основании этого выражения для коэффициента блокирования запишем

$$K_{\text{бл}} = \frac{U_{\text{бл}}}{K_1 U_{\text{мс}}} = \frac{3K_3 U_{\text{мс}} U_{\text{мп}}^2}{2K_1 U_{\text{мс}}} = \frac{3K_3 U_{\text{мп}}^2}{2K_1}. \quad (1.16)$$

Характерной особенностью коэффициента блокирования является его независимость от амплитуды полезного сигнала. Следует обратить внимание на различия в (1.15) и (1.16) из-за того, что коэффициент блокирования является многосигнальным параметром в отличие от коэффициента сжатия, который является по сути односигнальным параметром.

Явление переноса модуляции помехи на несущую полезного сигнала называется перекрестной модуляцией, а искажения такого вида – перекрестными искажениями. Составляющая  $U_{\text{пер}}$  при использовании укороченного ряда также формируется в кубичном члене ряда (1.1). При наличии АМ полезного сигнала и помехи с глубинами модуляции соответственно  $m_c$  и  $m_{\text{п}}$   $U_{\text{вх}} = U_{\text{мс}}[1 + m_c \cos \Omega_c t] \cos \omega_c t + U_{\text{мп}}[1 + m_{\text{п}} \cos \Omega_{\text{п}} t] \cos \omega_{\text{п}} t$ . Из четвертого слагаемого в скобках (1.9) для сигнала искажений получим

$$\begin{aligned}
K_3 U_{\text{вх}}^3 &\rightarrow U_{\text{пер}} = 3K_3 U_{\text{мс}} [1 + m_c \cos \Omega_c t] \cos \omega_c t U_{\text{мп}}^2 [1 + m_{\text{п}} \cos \Omega_{\text{п}} t]^2 \cos^2 \omega_{\text{п}} t = \\
&= 3K_3 U_{\text{мс}} \cos \omega_c t U_{\text{мп}}^2 [1 + 2m_{\text{п}} \cos \Omega_{\text{п}} t + m_{\text{п}}^2 \cos^2 \Omega_{\text{п}} t] (1/2) (1 + \cos 2\omega_{\text{п}} t) \equiv \\
&\equiv \frac{3}{2} K_3 U_{\text{мс}} (1 + 2m_{\text{п}} \cos \Omega_{\text{п}} t) U_{\text{мп}}^2 \cos \omega_c t \equiv 3K_3 m_{\text{п}} U_{\text{мс}} U_{\text{мп}}^2 \cos \Omega_{\text{п}} t.
\end{aligned}$$

Нормированная составляющая полезного сигнала в этом случае равна

$$K_1 U_{\text{мс}} \rightarrow K_1 U_{\text{мс}} [1 + m_c \cos \Omega_c t] \cos \omega_c t \equiv K_1 U_{\text{мс}} m_c \cos \Omega_c t.$$

В результате для коэффициента перекрестных искажений можно записать

$$K_{\text{пер}} = \frac{U_{\text{пер}}}{K_1 U_{\text{мс}}} = \frac{3K_3 m_{\text{п}} U_{\text{мс}} U_{\text{мп}}^2}{K_1 m_c U_{\text{мс}}} = \frac{3K_3 m_{\text{п}} U_{\text{мп}}^2}{K_1 m_c}. \quad (1.17)$$

Динамические диапазоны УЗ по различным нелинейным критериям определяются как отношение максимального уровня сигнала, при котором величина коэффициента НИ не превышает некоторый заданный уровень, к минимальному уровню, соответствующему уровню собственных шумов или предельной чувствительности. Максимальный уровень сигнала часто называют пороговым, в связи с чем в зависимости от используемого нелинейного критерия различают порог блокирования, порог интермодуляции  $n$ -го порядка и т.д. В качестве минимального уровня в РПУ часто принимают уровень реальной чувствительности  $E_p$ . Различают динамические диапазоны по блокированию, по интермодуляции 2-го и 3-го порядков, по перекрестным искажениям и т.д.

### 1.3. Графическое представление НИ

Часто используется графическое представление нелинейных свойств УЗ. Это связано с тем, что в логарифмическом масштабе все зависимости для  $K_1 U_c$ ,  $U_{11}$ ,  $U_{21}$ , описываемые соответствующими им членами ряда (1.1) 1-й, 2-й и 3-й степени, являются прямыми линиями с наклонами  $45^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $71,5^\circ$  или 10, 20, 30 дБ на каждые 10 дБ входного сигнала соответственно (рис. 1.4):

$$\begin{aligned} 20 \lg U_1 &= 20 \lg (K_1 U_{\text{вх}}), \\ 20 \lg U_{11} &= 20 (2 \lg (K_2 U_{\text{вх}})), \\ 20 \lg U_{21} &= 20 (3 \lg (K_3 U_{\text{вх}})). \end{aligned}$$

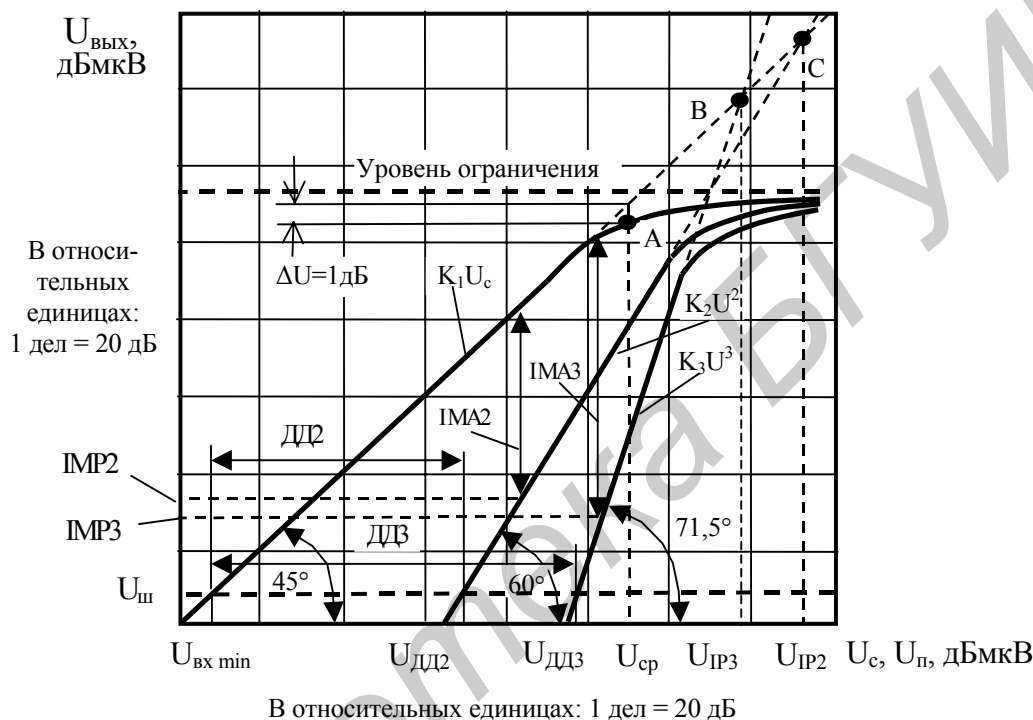


Рис. 1.4. Графическое представление НИ

Уровень сигналов в логарифмических единицах обычно отсчитывается относительно некоторого фиксированного значения. Для мощности сигнала в качестве такого уровня можно использовать мощность, равную  $1 \text{ мВт} = 0,001 \text{ Вт}$ ; а для напряжения —  $1 \text{ мкВ}$ :

$$U[\text{дБмкВ}] = 20 \lg \left( \frac{U[\text{В}]}{10^{-6}} \right) = 20 \lg(U[\text{мкВ}]),$$

$$P[\text{дБм}] = 10 \lg \left( \frac{P[\text{Вт}]}{10^{-3}} \right) = 10 \lg(P[\text{мВт}]).$$

Это позволяет простыми графическими построениями производить расчеты динамических диапазонов по блокированию, интермодуляции и т.д. [3–6]. На рис. 1.4 линии для продуктов интермодуляции  $U_{11}$  и  $U_{21}$  продлевают до пересечения в точках С и В с продленной линией для  $K_1 U_1$ . Образуются так назы-

ваемые точки пересечения (IP) соответственно второго (IP2) и третьего (IP3) порядков. Точки пересечения соответствуют уровням сигналов на входе, при которых соответствующие коэффициенты интермодуляции были бы равны единице. Точка А, соответствующая отклонению от линейного участка амплитудной характеристики на 1 дБ, при односигнальном воздействии называется точкой компрессии (СР). В случае двухсигнального воздействия аналогичное изменение полезного сигнала на 1 дБ возможно и при отсутствии эффекта компрессии. Оно имеет место при некотором уровне входного сигнала помехи  $U_{пор}$ , называемом порогом блокирования. Входной сигнал, соответствующий точке компрессии, и порог блокирования определяют границу практически линейной части амплитудной характеристики усилителя. Хотя в литературе их иногда и отождествляют, как показывают нижеприведенные расчеты, эти уровни отличаются на 3 дБ.

Основные соотношения, характеризующие нелинейные свойства усилителя, легко установить из рис. 1.5. Принимаем, что  $ОД$  – это значение  $U_{вх}$ , вызывающее искажения  $U_{11}$  или  $U_{21}$ ;  $ОД'$  – это  $U_{11}$  или  $U_{21}$ ;  $ОБ$  – это  $U_{IP}$  (IP2 или IP3);  $О'А'$  – интервал (ИМА), отделяющий уровни продуктов интермодуляции (ИМР)  $U_{11}$  и  $U_{21}$  от уровня основного сигнала  $U_1$ :  $ИМАН = (U_1 - ИМРН)$  для продуктов интермодуляции N-го порядка. Для рис. 1.5,б можно записать: так как  $АБ = ОА/2$ , то  $А'Б' = О'А'/2$  и, следовательно,  $ОБ = ОД + А'Б' = ОД + О'А'/2$ , а также  $ОБ = 1,5О'А' + ОД'$ .

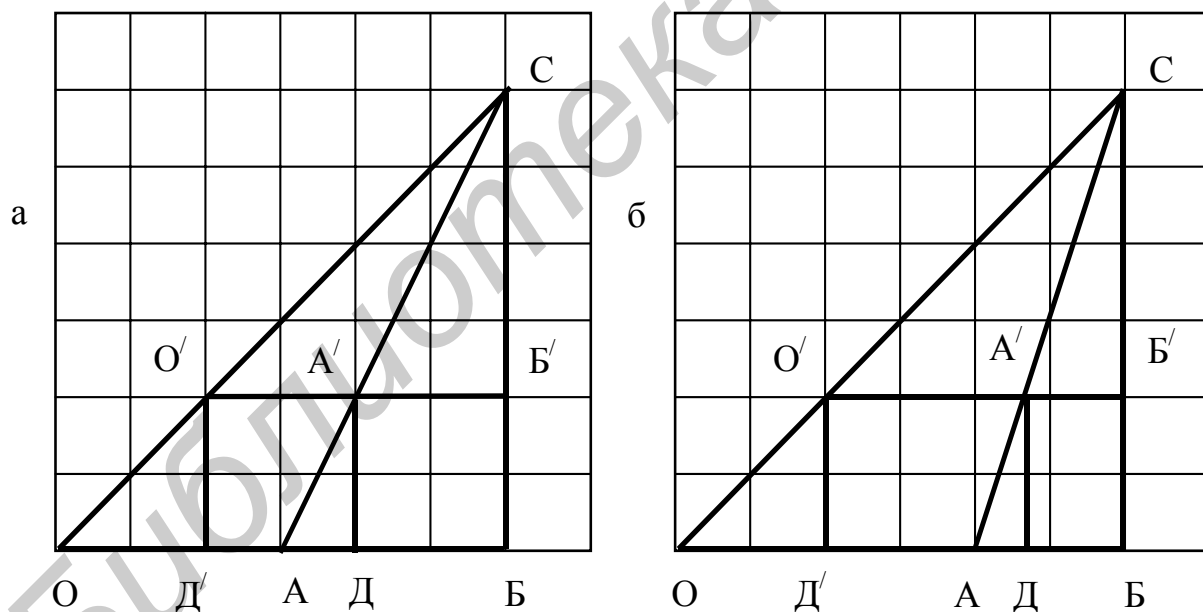


Рис. 1.5. Определение точек пересечения 2-го (а) и 3-го (б) порядка

Все сказанное позволяет записать следующие основные соотношения:

$$U_{IP3} = 0,5ИМА3 + U_1, \text{ дБмкВ}; \quad (1.18)$$

$$U_{IP3} = 1,5ИМА3 + U_{21}, \text{ дБмкВ}; \quad (1.19)$$

$$ИМА3 = U_1 - U_{21}, \text{ дБ}; \quad (1.20)$$

$$U_{IP3} = 0,5(3U_1 - U_{21}), \text{ дБмкВ.} \quad (1.21)$$

Если в качестве нижней границы принять уровень собственных шумов  $U_{ш}$ , т.е.  $U_{21} = U_{ш}$ , то ИМАЗ представляет собой динамический диапазон по интермодуляции 3-го порядка:

$$\text{ДДЗ} = 2/3(U_{IP3} - U_{ш}), \text{ дБ;} \quad (1.22)$$

а максимальный входной сигнал представляет собой уровень потери чувствительности за счет интермодуляционных помех 3-го порядка

$$U_{ДДЗ} = (U_{ш} + 2U_{IP3})/3, \text{ дБмкВ.} \quad (1.23)$$

Для рис. 1.5,а можно записать следующие соотношения: так как  $AB = OA$ , то  $A'B' = O'A'$  и, следовательно,  $OB = OD + A'B' = OD + O'A'$  и  $OB = O'A' + OD'$ . Это позволяет установить, что:

$$U_{IP2} = \text{ИМА2} + U_1, \text{ дБмкВ;} \quad (1.24)$$

$$U_{IP2} = 2\text{ИМА2} + U_{11}, \text{ дБмкВ;} \quad (1.25)$$

$$\text{ИМА2} = U_1 - U_{11}, \text{ дБ;} \quad (1.26)$$

$$U_{IP2} = 2U_1 - U_{11}, \text{ дБмкВ.} \quad (1.27)$$

Если  $U_{11} = U_{ш}$ , то ИМА2 представляет собой динамический диапазон по интермодуляции 2-го порядка:

$$\text{ДД2} = 1/2(U_{IP2} - U_{ш}), \text{ дБ;} \quad (1.28)$$

а максимальный входной сигнал представляет собой уровень потери чувствительности за счет интермодуляционных помех 2-го порядка

$$U_{ДД2} = (U_{ш} + U_{IP2})/2, \text{ дБмкВ.} \quad (1.29)$$

Динамический диапазон по блокированию

$$\text{ДД1} = U_{пор} - U_{ш}, \text{ дБ.} \quad (1.30)$$

Для интермодуляции N-го порядка справедливы следующие соотношения:

$$U_{IPN} = \text{ИМАН} \cdot N/(N-1) + U_{N-1,1}, \text{ дБмкВ;} \quad (1.31)$$

$$\text{ДДN} = [(N-1)/N](U_{IPN} - U_{ш}), \text{ дБ.} \quad (1.32)$$

#### 1.4. НИ в УЗ на биполярном транзисторе

Схема УЗ на биполярном транзисторе приведена на рис. 1.6. В соответствии с [7] для тока эмиттера биполярного транзистора можно записать

$$I_э = I_{э0} \frac{U_{бэ}}{U_{бк}} (e^{\varphi_T} - 1) - \alpha I_{к0} (e^{\varphi_T} - 1), \quad (1.33)$$

где  $I_{э0}$  и  $I_{к0}$  – тепловые токи эмиттерного и коллекторного переходов;

$\alpha$  – коэффициент передачи эмиттерного тока;  $\varphi_T = 0,025 \text{ В}$  – температурный потенциал при комнатной температуре;

$U_{бэ}$  и  $U_{бк}$  – напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах.

Считая, что на коллекторный переход подано достаточно большое обратное напряжение, пренебрегая базовым током и полагая транзистор симметричной структурой, можно записать

$$I_э \approx I_{э0} e^{\varphi_T} \frac{U_{бэ}}{U_{бк}}, \quad (1.34)$$

что позволяет записать для тока коллектора

$$I_K \approx \frac{\beta}{1 + \beta} I_{\text{э0}} e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi_T}}, \quad (1.35)$$

где  $\beta$  – коэффициент передачи базового тока.

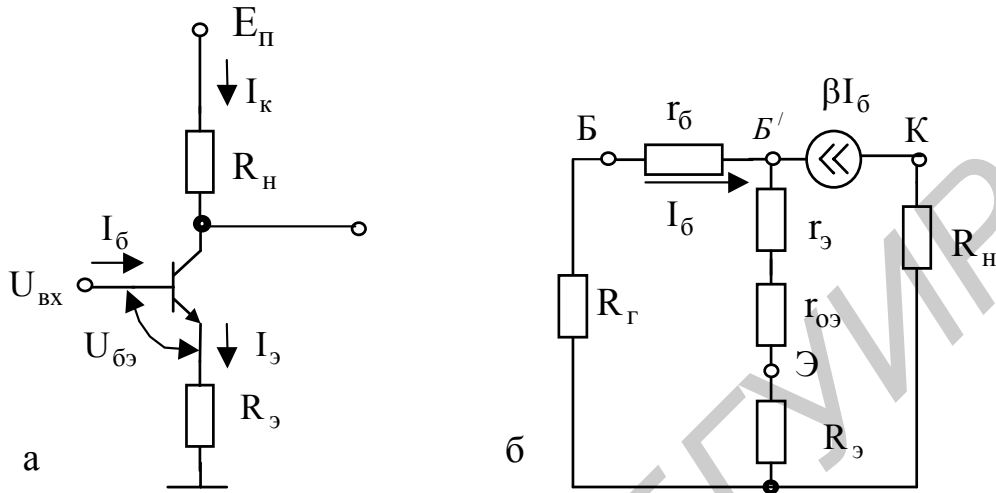


Рис. 1.6. УЗ на основе биполярного транзистора (а) и его эквивалентная схема (б)

Для схемы усилительного каскада на рис. 1.6,а представим входной сигнал как суперпозицию сигнальной компоненты  $U_c$  и постоянного напряжения смещения в цепи базы  $U_{\text{б0}}$ :  $U_{\text{ВХ}} = U_c + U_{\text{б0}}$ . Тогда для эмиттерного перехода можно записать:

$$U_{\text{бэ}} = U_{\text{ВХ}} - I_э R_э, \quad (1.36)$$

$$I_K \approx \frac{\beta}{1 + \beta} I_{\text{э0}} e^{\frac{U_{\text{ВХ}} - I_э R_э}{\varphi_T}}. \quad (1.37)$$

В выражении (1.36)  $R = R_э + r_{\text{оэ}} + r_б / (1 + \beta)$ , где  $r_{\text{оэ}}$  и  $r_б$  в соответствии с рис. 1.6,б – сопротивления соответственно слоев эмиттера и базы.

Разложение (1.37) в ряд Тейлора в рабочей точке при  $U_{\text{б0}} \gg U_c$  можно записать в виде

$$I_K = I_K(U_{\text{б0}}) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{S_i(U_{\text{б0}})}{i!} U_c^i, \quad (1.38)$$

где  $S_i = \left. \frac{\partial^i I_K}{\partial U_{\text{ВХ}}^i} \right|_{U_{\text{б0}}}$ ,  $I_K(U_{\text{б0}}) = I_{\text{ка}}$  – статический ток коллектора, соответствующий

постоянному напряжению базового смещения  $U_{\text{б0}}$ :

$$I_{\text{ка}} = \frac{\beta}{1 + \beta} I_{\text{э0}} e^{\frac{U_{\text{б0}} - I_э R_э}{\varphi_T}} = I_{\text{эа}} \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (1.39)$$

Ограничивая ряд значением  $i = 3$ , рассчитаем коэффициент  $S_1$ :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{BX}} \right|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = e^{-\frac{I_K R(\beta+1)}{\varphi_T \beta}} \frac{I_{\delta 0} \beta}{(1+\beta)} \frac{1}{\varphi_T} e^{\frac{U_{BX}}{\varphi_T}} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} - \\
 &= - \frac{I_{\delta 0} \beta}{(1+\beta)} e^{\frac{U_{BX}}{\varphi_T}} \frac{R(\beta+1)}{\varphi_T \beta} e^{-\frac{I_K R(\beta+1)}{\varphi_T \beta}} \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{BX}} \right|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \\
 &= \frac{I_{\delta 0}}{\varphi_T} \frac{\beta}{(1+\beta)} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} - \frac{I_{\delta 0} R}{\varphi_T} \frac{\partial I_K}{\partial U_{BX}} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{I_{\delta 0}}{\varphi_T} \frac{\beta}{(1+\beta)} - \frac{I_{\delta 0} R}{\varphi_T} S_1 \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} \quad (1.40)
 \end{aligned}$$

Окончательно, разрешая (1.40) относительно  $S_1$ , получим

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \frac{I_{\delta 0} \frac{\beta}{(1+\beta)}}{\varphi_T + I_{\delta 0} R} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{I_{\delta 0} \frac{\beta}{(1+\beta)}}{\varphi_T + I_{\delta 0} R} = \frac{\beta}{(r_{\delta 0} + R)(1+\beta)} = \\
 &= \frac{\beta}{[(r_{\delta 0} + R_{\delta 0} + r_{\delta 0} / (1+\beta))(1+\beta)]} = \frac{\beta}{r_{\delta 0} + (r_{\delta 0} + R_{\delta 0} + r_{\delta 0} / (1+\beta))(1+\beta)} \quad (1.41)
 \end{aligned}$$

Для коэффициентов  $S_2$  и  $S_3$  запишем следующие выражения:

$$\begin{aligned}
 S_2 &= \left. \frac{\partial^2 I_K}{\partial U_{BX}^2} \right|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{\partial \left( \frac{I_K}{\varphi_T + I_{\delta 0} R} \right)}{\partial U_{BX}} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{S_1 \varphi_T}{(\varphi_T + R I_{\delta 0})^2} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \\
 &= \frac{\varphi_T I_{\delta 0} \frac{\beta}{(1+\beta)}}{(\varphi_T + R I_{\delta 0})^3} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{\varphi_T I_{\delta 0} \frac{\beta}{(1+\beta)}}{(\varphi_T + R I_{\delta 0})^3} = \frac{r_{\delta 0}^2 \frac{\beta}{(1+\beta)}}{\varphi_T (r_{\delta 0} + R)^3} \quad ; \quad (1.42)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 S_3 &= \left. \frac{\partial^3 I_K}{\partial U_{BX}^3} \right|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{\partial \left( \frac{S_1 \varphi_T}{(\varphi_T + R I_{\delta 0})^2} \right)}{\partial U_{BX}} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{\varphi_T \left( \frac{S_1 \varphi_T}{\varphi_T + R I_{\delta 0}} - 2 S_1^2 I_{\delta 0} \right)}{(\varphi_T + R I_{\delta 0})^3} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \\
 &= \frac{\varphi_T I_{\delta 0} \frac{\beta}{1+\beta} (\varphi_T - 2 R I_{\delta 0})}{(\varphi_T + R I_{\delta 0})^5} \Bigg|_{U_{BX} = U_{\delta 0}} = \frac{\varphi_T I_{\delta 0} \frac{\beta}{1+\beta} (\varphi_T - 2 R I_{\delta 0})}{(\varphi_T + R I_{\delta 0})^5} = \frac{r_{\delta 0}^3 \frac{\beta}{(1+\beta)} (r_{\delta 0} - 2 R)}{\varphi_T^2 (r_{\delta 0} + R)^5}, \quad (1.43)
 \end{aligned}$$

где  $r_{\delta 0} = I_{\delta 0} / \varphi_T$  – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода.

Полученные соотношения позволяют рассчитать соответствующие коэффициенты ряда (1.1):

$$K_1 = \frac{\beta}{(1 + \beta)(r_3 + R)}; \quad (1.44)$$

$$K_2 = \frac{1}{2!} \frac{\beta r_3^2}{\varphi_T (1 + \beta)(r_3 + R)^3}; \quad (1.45)$$

$$K_3 = \frac{1}{3!} \frac{\beta r_3^3 (r_3 - 2R)}{(1 + \beta) \varphi_T^2 (r_3 + R)^5}. \quad (1.46)$$

Из (1.46) видно, что введение дополнительной ООС при  $R = r_3/2$  может существенно повысить линейность УЗ, так как при этом  $K_3 = 0$  [8].

При  $R = 0$ , т.е. при отсутствии ООС по току и  $\beta \gg 1$ ,

$$K_1 = \frac{1}{r_3}; \quad (1.47)$$

$$K_2 = \frac{1}{2\varphi_T r_3}; \quad (1.48)$$

$$K_3 = \frac{1}{6\varphi_T^2 r_3}. \quad (1.49)$$

При расчете коэффициентов НИ удобно пользоваться следующими соотношениями:

$$K_1 / K_2 = 2\varphi_T, \quad (1.50)$$

$$K_1 / K_3 = 6\varphi_T^2. \quad (1.51)$$

Рассчитаем уровень сигнала  $U_{cp}$ , соответствующий точке компрессии, используя (1.1), (1.9), (1.14) и выделяя составляющие члены ряда с частотой  $\omega_c$ . Для этого продelaем ряд элементарных математических преобразований, учитывая, что  $1 \text{ дБ} \approx 1,122$ , и считая  $K_3 < 0$ :

$$\frac{K_1 U_{cp}}{y} = \frac{K_1 U_{cp}}{K_1 U_{cp} - \frac{3}{4} K_3 U_{cp}^3} = 1,122;$$

$$K_1 U_{cp} = 1,122 (K_1 U_{cp} - \frac{3}{4} K_3 U_{cp}^3);$$

$$K_1 U_{cp} (1 - \frac{1}{1,122}) - \frac{3}{4} K_3 U_{cp}^3 = 0;$$

$$0,109 K_1 = \frac{3}{4} K_3 U_{cp}^2;$$

$$U_{cp} = 0,381 \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = 0,381 \sqrt{6\varphi_T^2} = 0,933 \varphi_T = 23,3 \text{ мВ}. \quad (1.52)$$

При расчете порога блокирования  $U_{пор}$  используем (1.1), (1.9) и (1.16), также учитывая только составляющие с частотой полезного сигнала и предполагая  $U_c \ll U_{пор}$ :



$$\frac{K_1 U_c}{y} = \frac{K_1 U_c}{K_1 U_c - \frac{3}{2} K_3 U_c (U_{пор}^2 + \frac{1}{2} U_c^2)} = 1,122;$$

$$K_1 U_c \approx 1,122 (K_1 U_c - \frac{3}{2} K_3 U_c U_{пор}^2);$$

$$K_1 U_c (1 - \frac{1}{1,122}) = \frac{3}{2} K_3 U_c U_{пор}^2; \text{ откуда } 0,109 K_1 = \frac{3}{2} K_3 U_{пор}^2;$$

$$U_{пор} = 0,269 \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = 0,269 \sqrt{6 \varphi_T^2} = 0,659 \varphi_T = 16,5 \text{ мВ.}$$

Точке пересечения 3-го порядка соответствует уровень  $U_{IP3}$ :

$$K_{21} = \frac{U_{21}}{K_1 U_{IP2}} = \frac{3K_3}{4K_1} U_{IP3}^2 = 1;$$

$$U_{IP3} = \sqrt{\frac{4K_1}{3K_3}} = \sqrt{\frac{4}{3} 6 \varphi_T^2} = 2,83 \varphi_T = 70,7 \text{ мВ.} \quad (1.53)$$

Точка пересечения 3-го порядка расположена выше точки компрессии на

$$20 \lg \left( \frac{U_{IP3}}{U_{CP}} \right) = 20 \lg \left( \frac{2,83 \varphi_T}{0,933 \varphi_T} \right) = 9,64 \text{ дБ.} \quad (1.54)$$

### 1.5. НИ в ДУ на биполярном транзисторе

Для ДУ, представленного на рис. 1.7, при дифференциальном входном сигнале  $U_c$  напряжение на входах формируется следующим образом:

$$U_{вх1} = U_{б0} + \frac{U_c}{2}; \quad U_{вх2} = U_{б0} - \frac{U_c}{2}. \quad (1.55), (1.56)$$

Следовательно, напряжения база-эмиттер обоих транзисторов равны

$$U_{бэ1} = U_{вх1} - I_{э1} R, \quad (1.57)$$

$$U_{бэ2} = U_{вх2} - I_{э2} R, \quad (1.58)$$

и для коллекторных токов можно записать:

$$I_{к1} = I_{к1}(U_{б0}) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{S_i(U_{б0})}{i!} \left( \frac{U_c}{2} \right)^i, \quad (1.59)$$

$$I_{к2} = I_{к2}(U_{б0}) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{S_i(U_{б0})}{i!} \left( -\frac{U_c}{2} \right)^i. \quad (1.60)$$

Выходное напряжение ДУ определяется разностью коллекторных токов, которая равна

$$\begin{aligned} \Delta I_k &= I_{к1}(U_{б0}) - I_{к2}(U_{б0}) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{S_i(U_{б0})}{i!} \left( \frac{U_c}{2} \right)^i - \sum_{i=1}^{\infty} \frac{S_i(U_{б0})}{i!} \left( -\frac{U_c}{2} \right)^i = \\ &= \sum_{j=1}^{\infty} 2 \frac{S_{2j-1}(U_{б0})}{(2j-1)!} \left( \frac{U_c}{2} \right)^{2j-1} = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2^{-2(j-1)} S_{2j-1}(U_{б0})}{(2j-1)!} U_c^{2j-1}. \end{aligned} \quad (1.61)$$

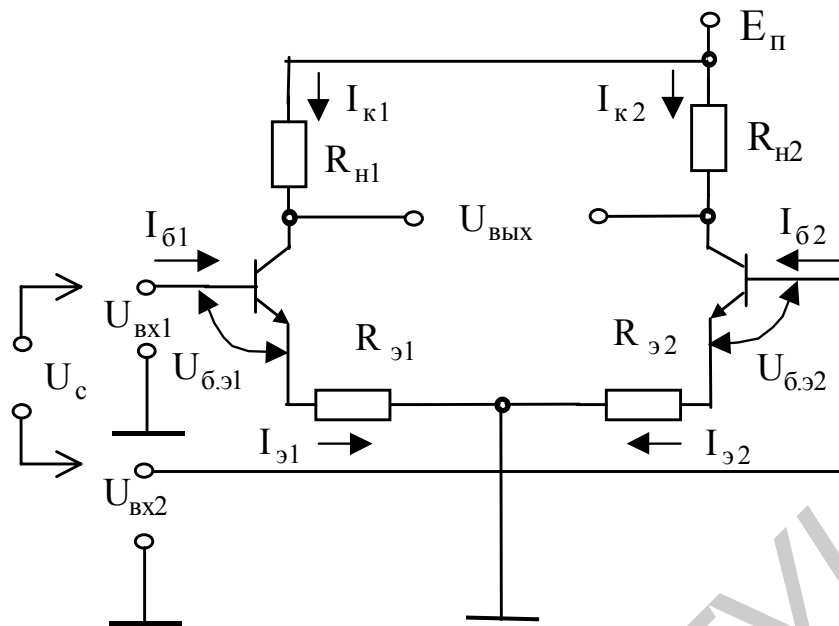


Рис. 1.7. УЗ на основе дифференциального каскада

Окончательно с учетом (1.41) и (1.43) коэффициенты ряда (1.1), представляющего собой ряд Тэйлора для (1.61), равны:

$$K_1 = \frac{2^0}{1!} S_1 = \frac{\beta}{(1 + \beta)(r_э + R)}, \quad (1.62)$$

$$K_3 = \frac{2^{-2}}{3!} S_3 = \frac{1}{24} \frac{\beta r_э^3 (r_э - 2R)}{(1 + \beta) \varphi_T^2 (r_э + R)^5}. \quad (1.63)$$

Как видно из полученных результатов, при точном соблюдении балансных свойств в ДУ отсутствуют искажения, обусловленные членами ряда с четными степенями, т.е. в данном случае  $K_2 = 0$ . При использовании укороченного ряда это означает отсутствие интермодуляционных искажений 2-го порядка.

Так как изменилось отношение  $K_1 / K_3 = 24 \varphi_T^2$ , то в соответствии с (1.52) и (1.53) для ДУ точка компрессии и точка пересечения 3-го порядка сместились в сторону более сильных сигналов:

$$U_{cp} = 0,381 \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = 0,381 \sqrt{24 \varphi_T^2} = 1,866 \varphi_T = 46,6 \text{ мВ},$$

$$U_{IP3} = \sqrt{\frac{4K_1}{3K_3}} = \sqrt{\frac{4}{3} 24 \varphi_T^2} = 5,66 \varphi_T = 141,4 \text{ мВ}.$$

## 1.6. Каскадное соединение УЗ

Рассмотрим структурную схему усилительного тракта, представленную на рис. 1.8. Такая структура широко распространена в РПУ.

Приведем интермодуляционные искажения второго УЗ ко входу первого и предположим, что в наихудшем случае происходит их суммирование по напряжению с интермодуляционными искажениями первого УЗ:

$$\text{IMP}_{N\Sigma} = \text{IMP}_{N1} + \text{IMP}_{N2} \frac{S_{\text{мп}}}{K_{01}}, \text{ В}, \quad (1.64)$$

где  $S_{\text{мп}}$  – подавление селективной цепи в полосе прозрачности.

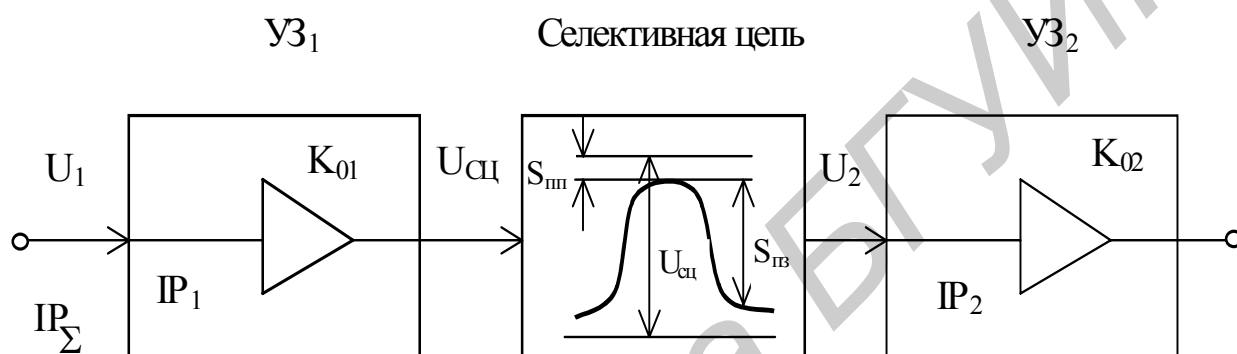


Рис. 1.8. Двухкаскадный усилитель с полосовым фильтром

Анализируя рис. 1.8, легко установить, что

$$U_2 = \frac{U_1 K_{01}}{S_{\text{мп}} S_{\text{пз}}}, \quad (1.65)$$

где  $S_{\text{пз}}$  – подавление помех селективной цепью в полосе задержания.

Используя (1.31), запишем в абсолютных единицах

$$\text{IMP}_N = \frac{U_1^N}{\text{IP}_N^{N-1}}. \quad (1.66)$$

Тогда с учетом (1.65) и (1.66) для второго УЗ следует, что

$$\text{IMP}_{N2} = \frac{U_2^N}{\text{IP}_{N2}^{N-1}} = \left( \frac{U_1 K_{01}}{S_{\text{мп}} S_{\text{пз}}} \right)^N \frac{1}{\text{IP}_{N2}^{N-1}}. \quad (1.67)$$

Используя (1.64), (1.66) и (1.67), для всей схемы можно записать

$$\frac{U_1^N}{\text{IP}_{N\Sigma}^{N-1}} = \frac{U_1^N}{\text{IP}_{N1}^{N-1}} + \frac{U_1^N K_{01}^{N-1}}{\text{IP}_{N2}^{N-1} S_{\text{мп}}^{N-1} S_{\text{пз}}^N}. \quad (1.68)$$

Окончательно из (1.68) следует:

$$\frac{1}{IPN_{\Sigma}^{N-1}} = \frac{1}{IPN_1^{N-1}} + \frac{K_{01}^{N-1}}{IPN_2^{N-1} S_{\text{пп}}^{N-1} S_{\text{пз}}^N}, 1/\text{В}. \quad (1.69)$$

Из (1.69) для точек пересечения 2-го и 3-го порядков следует

$$\frac{1}{IP2_{\Sigma}} = \frac{1}{IP2_1} + \frac{K_{01}}{IP2_2 S_{\text{пп}} S_{\text{пз}}^2}, \quad (1.70)$$

$$\frac{1}{IP3_{\Sigma}^2} = \frac{1}{IP3_1^2} + \frac{K_{01}^2}{IP3_2^2 S_{\text{пп}}^2 S_{\text{пз}}^3}. \quad (1.71)$$

При использовании мощностной оценки уровней сигналов (1.69) следует записать в следующем виде:

$$\frac{1}{IPN_{\Sigma}^{(N-1)/2}} = \frac{1}{IPN_1^{(N-1)/2}} + \frac{K_{\text{р1}}^{(N-1)/2}}{IPN_2^{(N-1)/2} S_{\text{пп}}^{(N-1)/2} S_{\text{пз}}^{N/2}}, 1/\text{Вт}, \quad (1.72)$$

где  $K_{\text{р1}}$ ,  $S_{\text{пп}}$  и  $S_{\text{пз}}$  – коэффициенты передачи и затухания по мощности.

Из (1.72) для точек пересечения 2-го и 3-го порядков получим

$$\frac{1}{\sqrt{IP2_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{IP2_1}} + \frac{1}{\sqrt{IP2_2} \frac{S_{\text{пп}} S_{\text{пз}}^2}{K_{\text{р1}}}}, \quad (1.73)$$

$$\frac{1}{IP3_{\Sigma}} = \frac{1}{IP3_1} + \frac{K_{\text{р1}}}{IP3_2 S_{\text{пп}} S_{\text{пз}}^{3/2}}. \quad (1.74)$$

Для расчета каскадного соединения  $m$  УЗ, обладающих коэффициентами передачи по мощности  $K_{\text{рм}}$  и затуханием селективных цепей в полосе задержания  $S_{\text{рм}}$ , можно использовать следующие выражения:

$$\frac{1}{\sqrt{IP2_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{IP2_1}} + \frac{1}{\sqrt{IP2_2} \frac{S_{\text{р1}}^2}{K_{\text{р1}}}} + \frac{1}{\sqrt{IP2_3} \frac{(S_{\text{р1}} S_{\text{р2}})^2}{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}}}} + \Lambda + \frac{1}{\sqrt{IP2_m} \frac{(S_{\text{р1}} S_{\text{р2}} \Lambda S_{\text{рm-1}})^2}{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}} \Lambda K_{\text{рm-1}}}}, \quad (1.75)$$

$$\frac{1}{IP3_{\Sigma}} = \frac{1}{IP3_1} + \frac{K_{\text{р1}}}{IP3_2 S_{\text{р1}}^{3/2}} + \frac{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}}}{IP3_3 (S_{\text{р1}} S_{\text{р2}})^{3/2}} + \Lambda + \frac{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}} \Lambda K_{\text{рm-1}}}{IP3_m (S_{\text{р1}} S_{\text{р2}} \Lambda S_{\text{рm-1}})^{3/2}}. \quad (1.76)$$

В (1.75) и (1.76) условно принято, что величина подавления сигналов в полосе прозрачности учтена в  $K_{\text{рм}}$ , т.е.  $S_{\text{пп}} = 1$ .

## 2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ФУНКЦИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

### 2.1. Связь между расчетом цепей и чувствительностью

Существуют отклонения между номинальными значениями функций цепей, найденными расчетным путем, и действительными значениями этих функций, полученными в результате измерений. Эти отклонения определяются различными причинами, рассмотренными ниже:

а) при построении математической модели используются приближения, например, не учитываются нелинейности данной системы и внешние помехи; пренебрегают потерями или другими побочными явлениями;

б) расчеты могут выполняться только с определенной степенью точности, в частности, используются математические приближения или вводится ошибка округления;

в) при производстве цепей используются компоненты, имеющие значения, отличные от номинальных величин, в результате чего функции цепи также отличаются от своих номинальных значений;

г) ошибки измерений различных функций цепей приводят к отклонениям измеренных величин от расчетных; характеристики внешнего воздействия (например, частота, время нарастания) могут отличаться от предполагаемых исходных величин; возможны также ошибки измерения выходных данных;

д) во время нормальной работы цепи влияния различных параметров, таких, как температура, время, механические вибрации, радиоактивное излучение, могут приводить к изменению параметров цепей и к соответствующему изменению функции цепи.

Перед инженером, рассчитывающим электронные цепи, стоят следующие задачи: во-первых, помочь разработчику системы сформулировать технические условия, характеризующие действие цепи; во-вторых, способствовать решению задачи определения типов отдельных компонентов, исходя из характеристик этих компонентов и практических потребностей; в-третьих, используя доступные компоненты, рассчитать цепь, оптимально реализующую технические требования.

В теории цепей различают три основных метода исследования: 1) анализ; 2) синтез; 3) структурный синтез или оптимизация. Анализ включает в себя следующие этапы: а) построение математической модели (эквивалентной схемы); б) вывод уравнений; в) решение уравнений; г) анализ результатов. Синтез включает в себя четыре этапа:

а) определение функций цепи, физически реализуемых с помощью заданных элементов;

б) аппроксимация заданных характеристик цепи физически реализуемыми функциями;

в) этап реализации или определения структуры, значений элементов цепи;

г) получение эквивалентных цепей, соответствующих одной и той же функции цепи.

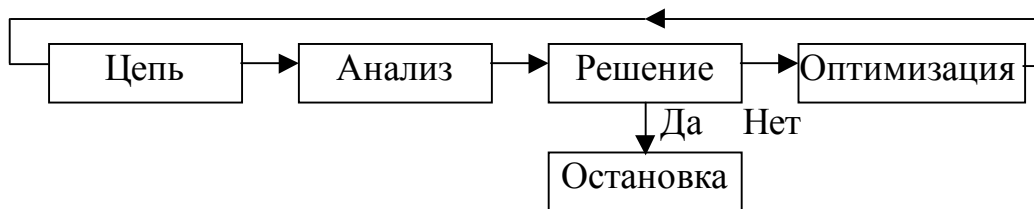


Рис. 2.1. Структурный синтез

Теоретически в процессе синтеза может получиться несколько вариантов схем, поэтому окончательный выбор цепи определяется конкретными дополнительными требованиями.

Структурный синтез состоит из следующих четырех этапов (рис. 2.1): а) выбирается исходная цепь на основе опыта либо простого анализа или синтеза; б) проводится анализ схемы; в) решается, удовлетворяет ли цепь исходным условиям; г) если условия не удовлетворяются, то используется процесс оптимизации для улучшения исходной схемы. Процесс оптимизации продолжается до тех пор, пока не будет найдена окончательная схема, удовлетворяющая заданным условиям.

В случае, когда цепь задана, проводится анализ допусков, чтобы определить влияние отклонения какого-либо параметра цепи от его номинального значения. Полный анализ всегда необходим в тех случаях, когда цепи должны удовлетворять жестким техническим требованиям, а также при производстве схем в больших масштабах (например, твердотельные интегральные схемы). Изменения величин элементов схем являются нежелательным и с точки зрения теории допусков. Однако этот недостаток может быть использован как положительный фактор в процессе оптимизации. Эффект изменения параметров цепи можно использовать при исследовании класса цепей с регулируемыми параметрами. Теория допусков может быть связана с расчетами регулируемых фильтров, выравнивающих цепей, усилителей и других систем.

Подводя итоги, можно сказать, что теория допусков может быть использована в следующих областях: полный анализ в пространстве параметров цепей, выбор подходящей эквивалентной схемы в процессе синтеза, оптимизация в процессе структурного синтеза, при решении проблемы создания цепей с регулируемыми параметрами.

Связь между пространством параметров цепи, анализом и оптимизацией допусков осуществляется с помощью чувствительности функции цепи (или функции чувствительности), которая определяется как частная производная  $S_x = \partial u / \partial x_i$ . Чувствительность играет решающую роль в любой области применения, так что справедливо говорить о методе чувствительности в теории цепей [9].

## 2.2. Функции чувствительности

Функция чувствительности характеристики цепи  $y = y(x_1, x_2, \dots, x_N)$  определяется как:

$$S_{x_i} = \partial y / \partial x_i = S_{x_i}(y, x_i). \quad (2.1)$$

Это значит, что чувствительность характеристики цепи  $y$  является функцией параметра  $x_i$ . Отклонение характеристики цепи определяется как

$$\Delta y = \sum_{i=1}^N S_{x_i} \Delta x_i, \quad (2.2)$$

а относительная чувствительность равна

$$S_{x_i}^y = \frac{\partial \ln y}{\partial \ln x_i} = \frac{x_i}{y} S_{x_i} = S_{x_i}^y(y, x_i). \quad (2.3)$$

Относительное отклонение

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^N S_{x_i}^y \frac{\Delta x_i}{x_i}. \quad (2.4)$$

Используются также полуотносительные функции чувствительности:

$$Q_{x_i}^y = \frac{\partial \ln y}{\partial x_i} = \frac{1}{y} S_{x_i} = Q_{x_i}^y(y, x_i), \quad (2.5)$$

$$Q_{x_i} = \frac{\partial y}{\partial \ln x_i} = x_i S_{x_i} = Q_{x_i}(y, x_i). \quad (2.6)$$

Каждую функцию чувствительности можно выразить с помощью других. Выбор того или иного вида чувствительности определяется практической задачей, поскольку использование только одного вида чувствительности иногда неудобно.

## 2.3. Инварианты чувствительности

Для удобства математического анализа произвольной цепи выделим в её импедансе  $Z(x_1, \dots, x_N, p)$  отдельно сопротивления, индуктивности и емкости.

Если ввести значения обратных емкостей  $D=1/C$ , получим выражение для импеданса  $Z = Z(R_1, \dots, R_{N_R}, L_1, \dots, L_{N_L}, D_1, \dots, D_{N_C}, p)$ , где  $N_R + N_L + N_C = N$ . Если единица измерения увеличивается в  $\lambda$  раз, а единица измерения частоты при этом не изменится, то импеданс  $Z$  также увеличивается в  $\lambda$  раз, т.е. для импедансов выполняется следующее соотношение:

$$\begin{aligned} Z(\lambda R_1, \dots, \lambda R_{N_R}, \lambda L_1, \dots, \lambda L_{N_L}, \lambda D_1, \dots, \lambda D_{N_C}, p) = \\ = \lambda Z(R_1, \dots, R_{N_R}, L_1, \dots, L_{N_L}, D_1, \dots, D_{N_C}, p), \end{aligned} \quad (2.7)$$

где  $Z$  – линейная функция переменных  $R$ ,  $L$  и  $D$ .

Дифференцируя уравнение (2.7) относительно  $\lambda$ , получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{\partial Z}{\partial \lambda R_i} \frac{\partial \lambda R_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{\partial Z}{\partial \lambda L_i} \frac{\partial \lambda L_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial Z}{\partial \lambda D_i} \frac{\partial \lambda D_i}{\partial \lambda} = Z,$$

откуда следует следующее выражение:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial \lambda R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial \lambda L_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{D_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial \lambda D_i} = 1.$$

Подставляя  $\lambda = 1$ , получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial L_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{D_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial D_i} = 1. \quad (2.8)$$

Использование (2.1) и (2.3) дает

$$\sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^Z(Z, R_i) + \sum_{i=1}^{N_L} S_{L_i}^Z(Z, L_i) + \sum_{i=1}^{N_C} S_{D_i}^Z(Z, D_i) = 1 \quad (2.9)$$

или, используя общий знак суммы,

$$\sum_{i=1}^N S_{x_i}^Z(Z, x_i) = 1. \quad (2.10)$$

Согласно этому выражению, сумма относительных чувствительностей импеданса относительно элементов  $R$ ,  $L$ ,  $D=1/C$  равна единице. Расчет чувствительности относительно  $C$  вместо  $D$  приводит к изменению знака последнего члена из-за перехода к величине, обратной  $D$ . Таким образом, получаем следующие выражения:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial L_i} - \sum_{i=1}^{N_C} \frac{C_i}{Z} \frac{\partial Z}{\partial C_i} = 1, \quad (2.11)$$

$$\sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^Z(Z, R_i) + \sum_{i=1}^{N_L} S_{L_i}^Z(Z, L_i) - \sum_{i=1}^{N_C} S_{C_i}^Z(Z, C_i) = 1. \quad (2.12)$$

Соотношения для проводимости могут быть получены двумя способами. Если параметрами являются  $R$ ,  $L$  и  $D$ , то мы имеем:

$$Y(\lambda R_1, \dots, \lambda R_{N_R}, \lambda L_1, \dots, \lambda L_{N_L}, \lambda D_1, \dots, \lambda D_{N_C}) = \frac{1}{\lambda} Y(R_1, \dots, R_{N_R}, L_1, \dots, L_{N_L}, D_1, \dots, D_{N_C}).$$

После дифференцирования получаем

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{\partial Y}{\partial \lambda R_i} \frac{\partial \lambda R_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{\partial Y}{\partial \lambda L_i} \frac{\partial \lambda L_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial Y}{\partial \lambda D_i} \frac{\partial \lambda D_i}{\partial \lambda} = -\frac{Y}{\lambda^2},$$

откуда следует

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial \lambda R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial \lambda L_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{D_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial \lambda D_i} = -\frac{1}{\lambda^2}. \quad (2.13)$$

С помощью подстановки  $\lambda = 1$  получаем следующие результаты:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial L_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{D_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial D_i} = -1, \quad (2.14)$$



$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial L_i} - \sum_{i=1}^{N_C} \frac{C_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial C_i} = -1, \quad (2.15)$$

$$\sum_{i=1}^N S_{x_i}^Y(Y, x_i) = -1. \quad (2.16)$$

При использовании параметров  $G, L^{-1}, C$  изменение проводимости может быть записано подобно соотношению (2.7)

$$\begin{aligned} Z(\lambda G_1, \dots, \lambda G_{N_R}, \lambda L_1^{-1}, \dots, \lambda L_{N_L}^{-1}, \lambda C_1, \dots, \lambda C_{N_C}, p) = \\ = \lambda Z(G_1, \dots, G_{N_R}, L_1^{-1}, \dots, L_{N_L}^{-1}, C_1, \dots, C_{N_C}, p). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Соотношения (2.17) и (2.7) записаны в одинаковой форме, так что интересные нас результаты получаются из соотношений (2.8), (2.9) и (2.10) путем простейшей замены символов:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{G_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial G_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i^{-1}}{Y} \frac{\partial Y}{\partial L_i^{-1}} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{C_i}{Y} \frac{\partial Y}{\partial C_i} = 1, \quad (2.18)$$

$$\sum_{i=1}^{N_R} S_{G_i}^Z(Z, G_i) + \sum_{i=1}^{N_L} S_{L_i^{-1}}^Z(Z, L_i^{-1}) + \sum_{i=1}^{N_C} S_{C_i}^Z(Z, C_i) = 1, \quad (2.19)$$

$$\sum_{i=1}^N S_{x_i}^Y(Y, x_i) = 1. \quad (2.20)$$

В соотношениях (2.16) и (2.20) используются различные параметры  $X_i$ : в первом случае переменными являются  $R, L$  и  $D$ , во втором –  $G, L^{-1}$  и  $C$ . Результаты, выраженные соотношениями (2.18), (2.19) и (2.20), могут быть получены из соотношений (2.14), (2.15) и (2.16) при использовании обратных величин  $G = 1/R, L^{-1} = 1/L, D = 1/C$ .

Рассмотрим теперь передаточные функции. Изменение уровней импедансов не влияет на передаточную функцию  $K = U_2 / U_1$ . Математически это можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} K(\lambda R_1, \dots, \lambda R_{N_R}, \lambda L_1, \dots, \lambda L_{N_L}, \lambda D_1, \dots, \lambda D_{N_C}) = \\ = K(R_1, \dots, R_{N_R}, L_1, \dots, L_{N_L}, D_1, \dots, D_{N_C}). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Дифференцируя соотношение (2.21) относительно  $\lambda$ , получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{\partial K}{\partial \lambda R_i} \frac{\partial \lambda R_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{\partial K}{\partial \lambda L_i} \frac{\partial \lambda L_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial K}{\partial \lambda D_i} \frac{\partial \lambda D_i}{\partial \lambda} = 0.$$

Разделив обе части уравнения на  $K$  и проведя дифференцирование, после подстановки  $\lambda = 1$  получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{K} \frac{\partial K}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{K} \frac{\partial K}{\partial L_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{D_i}{K} \frac{\partial K}{\partial D_i} = 0. \quad (2.22)$$

Если ввести относительные чувствительности, согласно определениям (2.3) и (2.1), соотношение (2.22) преобразуется к виду

$$\sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^K(K, R_i) + \sum_{i=1}^{N_L} S_{L_i}^K(K, L_i) + \sum_{i=1}^{N_C} S_{D_i}^K(K, D_i) = 0. \quad (2.23)$$

В более общей форме:

$$\sum_{i=1}^N S_{x_i}^K(K, x_i) = 0. \quad (2.24)$$

Для RC цепей, не содержащих катушек индуктивностей, из (2.23) следует, что

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^K(K, R_i) + \sum_{i=1}^{N_C} S_{D_i}^K(K, D_i) &= 0, \\ \sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^K(K, R_i) - \sum_{i=1}^{N_C} S_{C_i}^K(K, C_i) &= 0 \end{aligned}$$

или

$$\sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^K(K, R_i) = \sum_{i=1}^{N_C} S_{C_i}^K(K, C_i). \quad (2.25)$$

На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы: при использовании соответствующих «подходящих» параметров RLC-цепей сумма чувствительностей равна единице для полных сопротивлений и проводимостей и равна нулю для коэффициента передачи. При использовании обратных параметров сумма чувствительностей равна  $-1$  для полных сопротивлений и проводимостей и нулю для коэффициента передачи. В случае, когда цепь содержит идеальные управляемые источники, понятие импеданса можно расширить, включив в схему источники напряжения, управляемые током; точно так же понятие полной проводимости можно расширить, включив в схему источники тока, управляемые напряжением. Таким образом, инвариантность суммы чувствительностей может быть распространена и на активные цепи, при этом суммирование должно проводиться и для параметров управляемых источников.

В проведенных выше расчетах изменение единиц сопротивлений и проводимостей с помощью множителя  $\lambda$  не влияло на единицу измерения частоты. Рассмотрим случай изменения единицы частоты. Если уровень сопротивлений  $R_{NR}$  остается неизменным, любое изменение единицы частоты приводит к одновременному и равному изменению величин  $L$  и  $C$ . Используя общий символ  $F$  для обозначения функций цепи ( $Z$ ,  $Y$  и  $K$ ), этот результат можно выразить математически в следующей форме:

$$\begin{aligned} F(R_1, \dots, R_{N_R}, \lambda L_1, \dots, \lambda L_{N_L}, \lambda C_1, \dots, \lambda C_{N_C}, p/\lambda) = \\ = F(R_1, \dots, R_{N_R}, L_1, \dots, L_{N_L}, C_1, \dots, C_{N_C}, p). \end{aligned} \quad (2.26)$$

Продифференцируем соотношение (2.26) относительно  $\lambda$ :

$$\sum_{i=1}^{N_L} \frac{\partial F}{\partial \lambda L_i} \frac{\partial \lambda L_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial F}{\partial \lambda C_i} \frac{\partial \lambda C_i}{\partial \lambda} + \frac{\partial F}{\partial (p/\lambda)} \frac{\partial (p/\lambda)}{\partial \lambda} = 0,$$

т.е.

$$\sum_{i=1}^{N_L} \frac{\partial F}{\partial \lambda L_i} L_i + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial F}{\partial \lambda C_i} C_i - \frac{\partial F}{\partial (p/\lambda)} \frac{p}{\lambda^2} = 0.$$

Разделив обе части уравнения на F и произведя подстановку  $\lambda = 1$ , получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{F} \frac{\partial F}{\partial L_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{C_i}{F} \frac{\partial F}{\partial C_i} - \frac{p}{F} \frac{\partial F}{\partial p} = 0.$$

После перестановки перепишем данное уравнение

$$\sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{F} \frac{\partial F}{\partial L_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{C_i}{F} \frac{\partial F}{\partial C_i} = \frac{p}{F} \frac{\partial F}{\partial p} \quad (2.27)$$

и введем относительные чувствительности:

$$\sum_{i=1}^{N_L} S_{L_i}^F(F, L_i) + \sum_{i=1}^{N_C} S_{C_i}^F(F, C_i) = S_p^F(F, p). \quad (2.28)$$

Для RC цепей одновременное изменение всех элементов и частоты не влияет на коэффициент передачи:

$$\begin{aligned} K(\lambda R_1, \dots, \lambda R_{N_R}, \lambda C_1, \dots, \lambda C_{N_C}, p/\lambda^2) = \\ = K(R_1, \dots, R_{N_R}, C_1, \dots, C_{N_C}, p). \end{aligned} \quad (2.29)$$

Дифференцирование (2.29) по  $\lambda$  дает

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{\partial K}{\partial \lambda R_i} \frac{\partial \lambda R_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial K}{\partial \lambda C_i} \frac{\partial \lambda C_i}{\partial \lambda} + \frac{\partial K}{\partial (p/\lambda^2)} \frac{\partial (p/\lambda^2)}{\partial \lambda} = 0, \\ \sum_{i=1}^{N_R} \frac{\partial K}{\partial \lambda R_i} R_i + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial K}{\partial \lambda C_i} C_i - 2 \frac{\partial K}{\partial (p/\lambda^2)} \frac{p}{\lambda^3} = 0. \end{aligned}$$

После подстановки  $\lambda = 1$  и деления уравнения на K получим

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{K} \frac{\partial K}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{C_i}{K} \frac{\partial K}{\partial C_i} = 2 \frac{p}{K} \frac{\partial K}{\partial p}.$$

Вводя относительные чувствительности, окончательно запишем

$$\sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^K(K, R_i) + \sum_{i=1}^{N_C} S_{C_i}^K(K, C_i) = 2 S_p^K(K, p). \quad (2.30)$$

Учитывая (2.25) и (2.30),

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^K(K, R_i) &= S_p^K(K, p), \\ \sum_{i=1}^{N_C} S_{C_i}^K(K, C_i) &= S_p^K(K, p). \end{aligned} \quad (2.31)$$

Представляя K как комплексную величину  $K = |K|e^{j\phi}$ , для  $S_p^K$  можно записать

$$S_p^K = \frac{p}{K} \frac{\partial K}{\partial p} = \frac{\partial \ln K}{\partial \ln p} = \frac{\partial \ln |K|}{\partial \ln p} + j \frac{\partial \varphi}{\partial \ln p} = p \left( \frac{\partial \ln |K|}{\partial p} + j \frac{\partial \varphi}{\partial p} \right) = S_p^{|K|}(|K|, p) + j Q_p(\varphi, p). \quad (2.32)$$

Окончательные соотношения (2.31) и (2.32) имеют большое значение в теории цепей. На их основании получаем следующие соотношения:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \operatorname{Re} S_{R_i}^K(K, R_i) = \sum_{i=1}^{N_C} \operatorname{Re} S_{C_i}^K(K, C_i) = \frac{\partial \ln |K|}{\partial \ln \omega}, \quad (2.33)$$

$$\sum_{i=1}^{N_R} \operatorname{Im} S_{R_i}^K(K, R_i) = \sum_{i=1}^{N_C} \operatorname{Im} S_{C_i}^K(K, C_i) = \frac{\partial \varphi}{\partial \ln \omega} = \omega \tau. \quad (2.34)$$

Итак, сумма действительных частей чувствительностей может быть выражена с помощью производной затухания от частоты (т.е. с помощью крутизны АЧХ), в то время как сумма мнимых частей чувствительности связана с временем запаздывания  $\tau$  (с крутизной ФЧХ). Это означает, что, например, АФ с большой крутизной АЧХ и ФЧХ в переходной полосе обладают большими по модулю значениями функции чувствительности [10]. При расчете эквивалентных четырехполюсников функции  $K(\omega)$  и  $\tau(\omega)$  не могут меняться в ходе итераций. Тогда из уравнений (2.33) и (2.34) следует, что суммы чувствительностей инвариантны.

Резюмируя метод получения инвариантов сумм чувствительностей, следует выделить следующие важные шаги:

- а) запись характеристики цепи как функции элементов  $y(x_i)$ ;
- б) установление связи между относительными единицами;
- в) введение множителя  $\lambda$  и определение его влияния;
- г) частное дифференцирование по  $\lambda$ ;
- д) приравнение  $\lambda = 1$ ;
- е) получение выражения для инварианта суммы чувствительностей в виде

$$\sum_{i=1}^N S_{x_i}^Y = M. \quad (2.35)$$

Используя инварианты чувствительности, можно получить ряд соотношений для решения задач оптимизации, в частности, при расчете цепей с минимальной чувствительностью. Цепь обладает свойством минимальной чувствительности, если минимизировано значение

$$P = \sum_{i=1}^N |S_{x_i}^Y|^2, \quad (2.36)$$

где  $N$  – полное число элементов.

Известны следующие предположения, касающиеся непрерывно эквивалентных цепей:

- а) если цепь минимизирует  $P$  на заданной частоте, то  $P$  минимизируется на любой частоте;

б)  $P_{\min}$  можно уменьшить путем увеличения числа элементов;

в) сумма функций чувствительности является инвариантом для всех непрерывно эквивалентных цепей.

Рассмотрим  $GL^{-1}C$ -цепь и оптимизируем ее путем минимизации суммы квадратов функций чувствительности по всем элементам. В соответствии с методом множителей Лагранжа надо минимизировать функцию

$$P_1 = P + \lambda h(x_0) = P + \lambda \left( \sum_{i=1}^N S_{x_i}^Y - M \right). \quad (2.37)$$

Вводя действительные и мнимые части  $S_{x_i}^Y$  и  $M$  и введя затем множители Лагранжа для  $S_{x_i}^Y$  и  $M$ , получаем из соотношения (2.37)

$$P_1 = \sum_{i=1}^N (\operatorname{Re} S_{x_i}^Y)^2 + \sum_{i=1}^N (\operatorname{Im} S_{x_i}^Y)^2 + \lambda_1 \left( \sum_{i=1}^N \operatorname{Re} S_{x_i}^Y - \operatorname{Re} M \right) + \lambda_2 \left( \sum_{i=1}^N \operatorname{Im} S_{x_i}^Y - \operatorname{Im} M \right). \quad (2.38)$$

Дифференцируя уравнение (2.38) по  $\operatorname{Re} S_{x_i}^Y$  и  $\operatorname{Im} S_{x_i}^Y$  и используя уравнение (2.35), запишем

$$\operatorname{Re} S_{x_i}^Y = -\frac{\lambda_1}{2}; \quad \operatorname{Im} S_{x_i}^Y = -\frac{\lambda_2}{2}. \quad (2.39)$$

Подставляя это решение в дополнительное уравнение  $h(x_0) = 0$  и разрешая его относительно  $\lambda$ , получим:

$$\lambda_1 = -\frac{2\operatorname{Re} M}{N}; \quad \lambda_2 = -\frac{2\operatorname{Im} M}{N}. \quad (2.40)$$

Из (2.39) с учетом (2.40) следует, что в минимуме

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} S_{x_i}^Y &= \frac{\operatorname{Re} M}{N}; & \operatorname{Im} S_{x_i}^Y &= \frac{\operatorname{Im} M}{N}; \\ P_{\min} &= \left[ (\operatorname{Re} M)^2 + (\operatorname{Im} M)^2 \right] / N. \end{aligned} \quad (2.41)$$

В случае  $GL^{-1}C$ -цепи  $\operatorname{Im} M = 0$  и, следовательно,

$$\operatorname{Re} S_{x_i}^Y = M/N; \quad \operatorname{Im} S_{x_i}^Y = 0; \quad P_{\min} = M^2/N. \quad (2.42)$$

В (2.37)–(2.41) не принималась во внимание возможная связь между действительными и мнимыми частями функции  $S_{x_i}^Y$  и функция цепи не была оговорена, поэтому соотношения (2.42) относятся к так называемому абсолютному минимуму. Итак, в соответствии с этими соотношениями абсолютный минимум достигается, если значения чувствительности по всем элементам  $GL^{-1}C$  равны, действительны и имеют значения, определяемые соотношением (2.42). Значение абсолютного минимума уменьшается, если  $N$  возрастает, так как  $|S_{x_i}^F(F, x_i)|^2 = |S_{x_i}^F(F, 1/x_i)|^2$ , то наши результаты справедливы для любой RLC-цепи.

### 3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АМА

#### 3.1. Однодиапазонные ШАМА

Рассмотренные в [2] методы шумового согласования существенно влияют на нелинейные свойства АМА. Рассмотрим АМА, выполненную согласно рис. 3.1,а. Граф сигналов устройства изображен на рис. 3.1,б, откуда по формуле Мезона получим для передаточной функции

$$T_{\text{АМА}}(p) = K / [1 + G_2(1 + G_{\text{o.c.}}/G_{\Gamma})/G_1 + G_2/G_1 + G_{\text{o.c.}}(1 + K)/G_{\Gamma}], \quad (3.1)$$

где  $G_2 = pC_2$ ,  $p = j\omega$ ,  $G_1 = pC_1$ ,  $G_{\text{o.c.}} = 1/R_{\text{o.c.}}$ ,  $G_{\Gamma} = 1/Z_{\Gamma}$ ,  $Z_{\Gamma} = j\omega L_a$ .

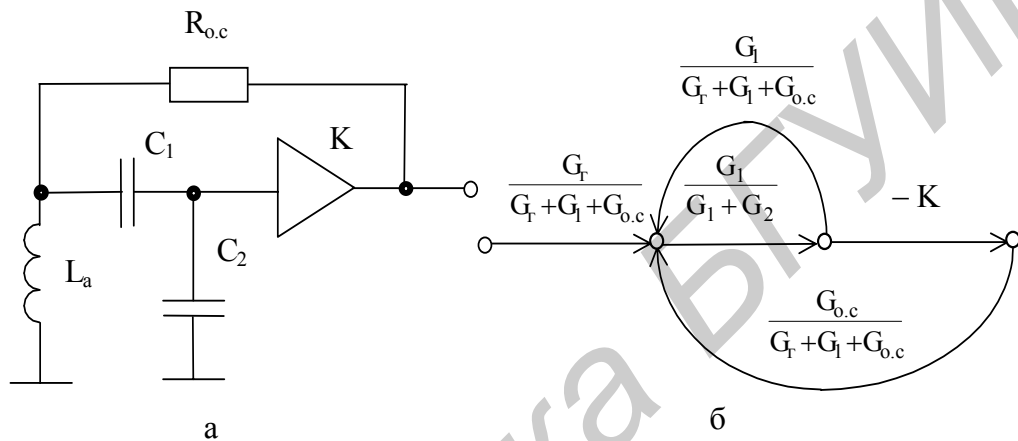


Рис. 3.1. Схема (а) и сигнальный граф (б) АМА с параллельной ООС

Учитывая, что

$$\frac{G_2}{G_{\Gamma}} = j^2 \omega^2 C_2 L_a = -\frac{\omega^2}{\omega_2^2} \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2} = \frac{\omega_H^2}{\omega_2^2} \frac{\omega^2}{\omega_H^2} = -a^2 \Omega^2,$$

$$\frac{G_2}{G_1} = \frac{C_2 L_a}{C_1 L_a} = \frac{L_a C_1}{L_a C_2} = \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2} \frac{\omega_H^2}{\omega_H^2} = \frac{\omega_H^2}{\omega_1^2} = \frac{a^2}{d^2},$$

$$Z_{\Gamma} = \omega L_a \frac{\omega_c}{\omega_c} \frac{\omega_H}{\omega_H} = \omega_c L_a \frac{\omega_H}{\omega_c} \frac{\omega}{\omega_H} = R_{\Gamma.\text{опт}} b \Omega,$$

можно записать

$$T_{\text{АМА}}(j\omega) = K / \left[ 1 + \frac{a^2}{d^2} - a^2 \Omega^2 + j \frac{R_{\Gamma.\text{опт}}}{R_{\text{o.c.}}} b \left( 1 + \frac{a^2}{d^2} + K \right) \Omega \right], \quad (3.2)$$

где  $R_{\Gamma.\text{опт}}$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $d$  определены в [2].

Выражения (1.12, 1.13), характеризуют нелинейные свойства усилительно-го элемента при отсутствии цепи ООС. Структурная схема АМА при наличии

обратной связи соответствует рис. 3.2, где  $T_{01}$  – цепь прямой передачи сигнала на вход усилителя,  $T_{02}$  – цепь обратной передачи.

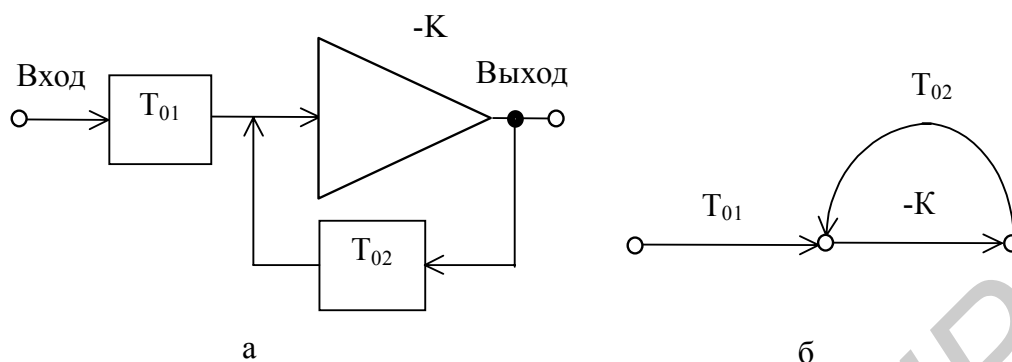


Рис. 3.2. Структурная схема (а) и граф сигналов (б) АМА

Коэффициент передачи АМА из рис. 3.2,б равен

$$T_{\text{АМА}} = \frac{T_{01}K}{1 + T_{02}K}. \quad (3.3)$$

Для выходного сигнала АМА, используя степенной ряд, можно записать

$$U_{\text{вых.АМА}} = T_0 + T_1 U + T_2 U^2 + T_3 U^3 + \dots \quad (3.4)$$

Расчет коэффициентов ряда  $T_i$  можно произвести по методике [11], учитывая, что  $T_1$  – это линейный коэффициент передачи и  $T_1 = T_{\text{АМА}}$ :

$$T_2 = K_{\text{вх}}(P_1)K_{\text{вх}}(P_2)K_2K_{\text{вых}}(\Sigma p), \quad (3.5)$$

$$T_3 = K_{\text{вх}}(P_1)K_{\text{вх}}(P_1)K_{\text{вх}}(P_2)K_3K_{\text{вых}}(\Sigma p). \quad (3.6)$$

В общем виде коэффициент ряда  $i$ -го порядка

$$T_i = K_{\text{вх}}(P_1)K_{\text{вх}}(P_i)K_iK_{\text{вых}}(\Sigma p), \quad (3.7)$$

где  $K_i$  – коэффициенты ряда для исходного усилительного элемента;

$K_{\text{вх}}$  – коэффициент передачи сигнала на соответствующей частоте со входа АМА по входу усилительного элемента;

$K_{\text{вых}}$  – передача сигнала с выхода усилительного элемента на выход АМА;

$\Sigma p$  – соответствующие комбинационные составляющие вида  $(f_1 \pm f_2)$ ,  $(f_1 \pm f_2 \pm f_3)$  и т.д., в зависимости от порядка интермодуляции. В нашем случае  $\Sigma p = (f_1 \pm f_2)$  для второго порядка и  $\Sigma p = (2f_1 \pm f_2)$  для третьего порядка, поэтому выражения для  $T_2$ ,  $T_3$  – (3.5), (3.6) представлены именно в таком виде.

В соответствии с рис. 3.2,б по формуле Мезона

$$K_{\text{вх}} = \frac{T_{01}}{1 + T_{02}K}, \quad (3.8)$$

$$K_{\text{вых}} = \frac{1}{1 + T_{02}K}. \quad (3.9)$$

Тогда, если считать все коэффициенты передачи частотно-независимыми, получим

$$T_2 = K_2 \frac{T_{AMA}^2}{K^2} \frac{T_{AMA}}{T_{01}K}, \quad (3.10)$$

$$T_3 = K_3 \frac{T_{AMA}^3}{K^3} \frac{T_{AMA}}{T_{01}K}. \quad (3.11)$$

Найдем дифференциальную функцию чувствительности 1-го порядка коэффициента передачи АМА к коэффициенту передачи усилительного элемента

$$\begin{aligned} S_K^T &= \frac{\partial \ln T_{AMA}}{\partial \ln K} = \frac{\partial T_{AMA}}{\partial K} \frac{K}{T_{AMA}} = \\ &= \frac{T_{01}(1 + T_{02}K) - T_{01}KT_{02}}{(1 + T_{02}K)^2} \frac{K(1 + T_{02}K)}{T_{01}K} = \frac{1}{1 + T_{02}K}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

С учетом (3.3), (3.12) можно записать для (3.10) и (3.11)

$$T_2 = K_2 \frac{T_{AMA}^2}{K^2} S_K^T, \quad (3.13)$$

$$T_3 = K_3 \frac{T_{AMA}^3}{K^3} S_K^T. \quad (3.14)$$

Окончательные выражения для коэффициентов интермодуляции АМА можно записать в следующем виде:

$$K_{11AMA} = \frac{T_2}{T_1} U_{mc} = \frac{K_2}{K} S_K^T \frac{T_{AMA}}{K} U_{mc} = K_{11} S_K^T \frac{T_{AMA}}{K}, \quad (3.15)$$

$$K_{21AMA} = \frac{3 T_3}{4 T_1} U_{mc}^2 = \frac{3 K_3}{4 K} S_K^T \frac{T_{AMA}^2}{K^2} U_{mc}^2 = K_{21} S_K^T \frac{T_{AMA}^2}{K^2}. \quad (3.16)$$

Выражение для функции чувствительности  $S_K^T$  после дифференцирования (3.2) имеет вид [12]

$$S_K^T = \frac{1 - a^2 \Omega^2 + \frac{a^2}{d^2} + j \frac{R_{г.опт}}{R_{о.с}} b \Omega (1 + \frac{a^2}{d^2})}{1 - a^2 \Omega^2 + \frac{a^2}{d^2} + j \frac{R_{г.опт}}{R_{о.с}} b \Omega (1 + K + \frac{a^2}{d^2})}. \quad (3.17)$$

Сравнение различных вариантов АМА целесообразно производить при равных значениях напряженности поля  $E$  и напряжения выходного сигнала  $u_{вых}$ . Выходное напряжение активной магнитной антенны равно

$$u_{вых} = e_n T_{AMA}. \quad (3.18)$$

Для напряжения сигнала и коэффициента передачи устройства при  $K \gg 1$  можно записать



$$\begin{aligned} e_H &= A \sqrt{\omega Z_T \frac{\omega_H}{\omega_H}} E = A \sqrt{\omega_H R_{\Gamma.опт} b \Omega \frac{\omega}{\omega_H}} E = A \sqrt{\omega_H R_{\Gamma.опт} b \Omega \Omega} = \\ &= A \sqrt{\omega_H R_{\Gamma.опт} b \Omega} E, \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$T_{АМА} = R_{o.c} / (R_{\Gamma.опт} b \Omega). \quad (3.20)$$

Тогда

$$u_{\text{вых}} = A \frac{\sqrt{\omega_H R_{o.c}}}{\sqrt{R_{\Gamma.опт} b}} E. \quad (3.21)$$

При сравнении различных резонансных вариантов АМА с нерезонансным вариантом и равенстве выходных напряжений  $u_{\text{вых}}(b_i) = u_{\text{вых}}(b_1)$ , где  $b_i$  – коэффициент рассогласования  $i$ -го варианта АМА ( $i = 1, 2, 3, 4$ ), можно записать

$$u_{\text{вых}}(b_i) = \frac{A \sqrt{\omega_H R_{o.c}}(b_i)}{\sqrt{R_{\Gamma.опт} b_i}} = \frac{A \sqrt{\omega_H R_{o.c}}(b_1)}{\sqrt{R_{\Gamma.опт} b_1}}, \quad (3.22)$$

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

$$R_{o.c}(b_i) = R_{o.c}(b_1) \sqrt{b_i/b_1}. \quad (3.23)$$

Для нерезонансного варианта оптимальное значение  $b_1 = 1$ , поэтому

$$R_{o.c}(b_i) = R_{o.c}(b_1) \sqrt{b_i}. \quad (3.24)$$

Подставляя  $R_{o.c}(b_i)$  в выражение (3.2), получим

$$T_{АМА} = K / \left[ 1 + \frac{a^2}{d^2} - a^2 \Omega^2 + j \frac{R_{\Gamma.опт}}{R_{o.c}(b_1)} \sqrt{b_i} \left( 1 + K + \frac{a^2}{d^2} \right) \Omega \right]. \quad (3.25)$$

Тогда для функции чувствительности окончательно можно записать:

$$\left( S_K^T \right)^{(i)} = \frac{1 - a_i^2 \Omega^2 + a_i^2 / d_i^2 + j R_{\Gamma.опт} \sqrt{b_i} \Omega / R_{o.c}(b_1) (1 + a^2 / d^2)}{1 - a_i^2 \Omega^2 + a_i^2 / d_i^2 + j R_{\Gamma.опт} \sqrt{b_i} (1 + K + a^2 / d^2) \Omega / R_{o.c}(b_1)}. \quad (3.26)$$

Следует отметить, что выполнение равенства (3.22) приводит к

$$\begin{aligned} \frac{K_2}{K_1} \frac{T_{АМА}}{K} u &= \text{const}, \\ \frac{K_3}{K_1} \frac{T_{АМА}^2}{K^2} u^2 &= \text{const} \end{aligned}$$

для всех вариантов АМА, так как  $u_{\text{вых}} = u T_{АМА} = \text{const}$ , следовательно, для сравнения различных вариантов АМА по линейности с помощью коэффициентов интермодуляции достаточно проанализировать поведение функций чувствительности  $\left( S_K^T \right)^{(i)}$  для каждого варианта ( $i = 1, 2, 3, 4$ ).

Функция чувствительности для нерезонансного варианта АМА получается из (3.26) при  $i = 1$ ,  $a_1 = 0$ ,  $d_1 = \infty$ ,  $b_1 = 1$ :

$$S^{(1)} = \frac{1 + j\Omega A'}{1 + j\Omega A'(1 + K)}, \quad (3.27)$$

где  $A' = R_{г.опт}/R_{о.с}$ .

Для варианта с параллельным резонансом ( $i = 2$ ,  $d_2 = \infty$ )

$$S^{(2)} = \frac{1 - a^2\Omega^2 + j\Omega\sqrt{b_2}A'}{1 - a^2\Omega^2 + j\Omega\sqrt{b_2}A'(1 + K)}. \quad (3.28)$$

Для варианта с последовательным резонансом ( $i = 3$ ,  $a_3 = 0$ )

$$S^{(3)} = \frac{1 + j\Omega\sqrt{b_3}A'}{1 + j\Omega\sqrt{b_3}A'(1 + K)}. \quad (3.29)$$

Для нахождения функции чувствительности варианта с последовательно-параллельным резонансом необходимо использовать общее выражение (3.26).

На рис. 3.3 изображены частотные зависимости отношений модулей функций чувствительности  $|S^{(3)}|/|S^{(1)}|$  (кривая 1),  $|S^{(2)}|/|S^{(1)}|$  (кривая 2) и  $|S^{(4)}|/|S^{(1)}|$  (кривая 3), при этом  $\Omega_3$  и  $\Omega_5$  – частоты, где  $|S^{(i)}|/|S^{(1)}| = \min$ ,  $\Omega_{1,6}$  и  $\Omega_{2,4}$  – частоты, где  $|S^{(i)}|/|S^{(1)}| = 1$ . Значения указанных частот при  $K \gg 1$  и  $A' \ll 1$  можно рассчитать по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \Omega_{1,6} &= \sqrt{k_d^2 \pm k_d \sqrt{k_d^2 - 1}}, \\ \Omega_{2,4} &= \sqrt{k_d \pm \sqrt{k_d^2 - k_d}}, \\ \Omega_3 &= \sqrt{k_d}, \\ \Omega_5 &= k_d, \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

где  $k_d$  – коэффициент перекрытия диапазона по частоте.

На рис. 3.3 видно, что вариант с параллельным резонансом ухудшает линейность АМА при  $\Omega_4 < \Omega < \Omega_2$ , причем частота  $\Omega_4$  лежит в пределах рабочего диапазона частот, так как  $\Omega_4 < k_d$ . Вариант с последовательно-параллельным резонансом ухудшает линейность устройства при  $\Omega_6 < \Omega < \Omega_1$ . Вариант с последовательным резонансом приводит к улучшению линейности АМА во всем диапазоне частот.

Физическое объяснение эффекта увеличения линейности вариантов АМА с последовательным резонансом заключается в следующем. Варианты АМА с последовательным и последовательно-параллельным резонансами, у которых параметр  $b > 1$ , имеют величину внутреннего сопротивления источника сигнала

ла, превышающую внутреннее сопротивление источника сигнала для вариантов АМА нерезонансного типа и с параллельным резонансом, у которых, соответственно,  $b = 1$  и  $b < 1$ . Это приводит к увеличению глубины ООС и уменьшению нелинейных искажений.

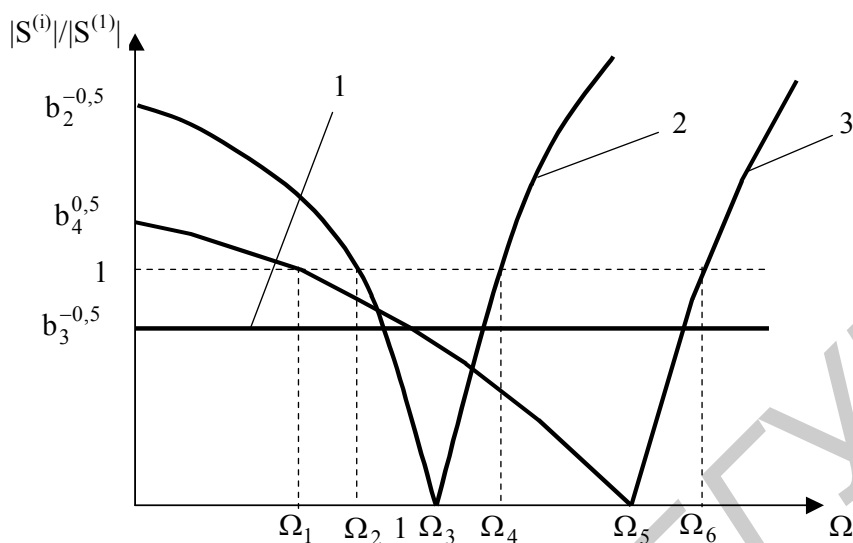


Рис. 3.3. Графики частотных зависимостей модулей функций чувствительности

Анализируя выражения (3.27) и (3.29) при  $K \gg 1$  и  $A' \ll 1$ , можно записать

$$S_K^T \approx T_{\text{АМА}}/K. \quad (3.31)$$

Тогда с учетом (3.31) для  $K_{21}$  получим

$$K_{21} = \frac{3K_3}{4K^4} T_{\text{АМА}}^3 e_n^2, \quad (3.32)$$

что позволяет определить величину минимального значения коэффициента передачи усилителя АМА, исходя из заданной величины коэффициента интермодуляции  $K_{21}$ :

$$K \geq 4 \sqrt{\frac{3}{4} K_3 T_{\text{АМА}}^3 e_n^2 / K_{21}}. \quad (3.33)$$

Так как  $T_{\text{АМА}}$  является частотно-зависимой величиной, то для оценки величины  $K$  можно воспользоваться коэффициентом передачи АМА  $T_c$  на частоте согласования  $\omega_c$ , который можно определить из (3.76) в [2].

Значение  $T_c$  также дает возможность определить величину резистора обратной связи  $R_{o.c}$ , так как  $T_c = R_{o.c}/R_{г.опт}$ :

$$R_{o.c} = R_{г.опт} T_c. \quad (3.34)$$

Таким образом, можно сделать вывод о том, что вариант АМА с последовательным резонансом обеспечивает не только максимальное значение реальной чувствительности, как это показано в [2], но и более высокую линейность устройства.

Так как варианты АМА с последовательным и последовательно-параллельным резонансами обладают преимуществом по сравнению с нерезонансной как с точки зрения шумовых, так и нелинейных свойств, то целесообразно говорить о расширении динамического диапазона АМА. Динамический диапазон можно определить как отношение максимального сигнала, обеспечивающего заданный уровень интермодуляционных искажений 2-го порядка, к минимальному сигналу, соответствующему уровню шумов:

$$\text{ДД}_2 = 20 \lg \frac{E_{\max}}{E_{\text{ш}}} + 20 \lg \frac{S^{(1)}D_i}{S^{(i)}D_1}, \quad (3.35)$$

где  $E_{\max}$  и  $E_{\text{ш}}$  – напряженности полей, соответствующие максимальному сигналу и уровню шумов нерезонансного варианта.

При  $k_d = 2$  (диапазон волн ДВ) для варианта с последовательным резонансом получим

$$\text{ДД}_2 = 20 \lg \frac{E_{\max}}{E_{\text{ш}}} + 5,1 \text{ дБ.}$$

Таким образом, выражение (3.35) позволяет оценить влияние того или иного метода согласования МА и усилителя на величину динамического диапазона АМА.

Как показывает анализ, вариант АМА с параллельным резонансом не приводит к расширению динамического диапазона по сравнению с нерезонансной АМА. Это обусловлено уменьшением уровня максимального входного сигнала из-за увеличения функции чувствительности для этого варианта, что видно из рис. 3.3.

### 3.2. Нелинейные характеристики многодиапазонной АМА

При разбиении рабочего диапазона частот на поддиапазоны с целью обеспечения условий согласования по шумам для получения наилучшей реальной чувствительности в пределах каждого поддиапазона происходит изменение частоты согласования  $\omega_c$ , что отражается на других характеристиках АМА.

Для анализа используем выражение для коэффициента интермодуляции  $K_{11}$  (3.15) при  $U_{\text{мс}} = e_n$ . С учетом (3.2), (3.17) и (3.19) при  $K \gg 1$  получим

$$K_{11} = A'' \left| \frac{R_{o.c}^2 [1 - a^2 \Omega^2 + a^2 (1 + j\Omega A' b) / d^2 + j\Omega A' b]}{j\Omega b \sqrt{b}} \right| E, \quad (3.36)$$

где  $A'' = AK_2 \sqrt{\omega_H} / K^3 (R_{г.опт})^{3/2}$ .

Анализ выполним для нерезонансного варианта АМА, т.е. для  $a = 0, d = \infty$ . В этом случае

$$K_{11} = A // E \left| \frac{R_{o.c}^2 (1 + j\Omega b R_{г.опт} / R_{o.c})}{j\Omega b \sqrt{b}} \right|. \quad (3.37)$$

Далее предположим, что существуют варианты устройств (рис. 3.4) с различными параметрами рассогласования  $b_{11}$  и  $b_{12}$ , т.е. с различными значениями частоты согласования  $\omega_c$ , так как  $b = \omega_n / \omega_c$ , а  $\omega_n$  предполагается неизменной. Рассмотрим отношение коэффициентов интермодуляции 2-го порядка вариантов АМА с коэффициентами  $b_{11}$  и  $b_{12}$  соответственно  $K_{11}(b_{11})$  и  $K_{11}(b_{12})$ , предполагая, что  $E = \text{const}$ :

$$\frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} = \frac{[1 + j\Omega b_{11} R_{г.опт} / R_{o.c}(b_{11})] b_{12} \sqrt{b_{12} R_{o.c}^2(b_{11})}}{[1 + j\Omega b_{12} R_{г.опт} / R_{o.c}(b_{12})] b_{11} \sqrt{b_{11} R_{o.c}^2(b_{12})}}, \quad (3.38)$$

где  $R_{o.c}(b_{11})$  и  $R_{o.c}(b_{12})$  – значения сопротивлений резисторов обратной связи рассматриваемых вариантов АМА.

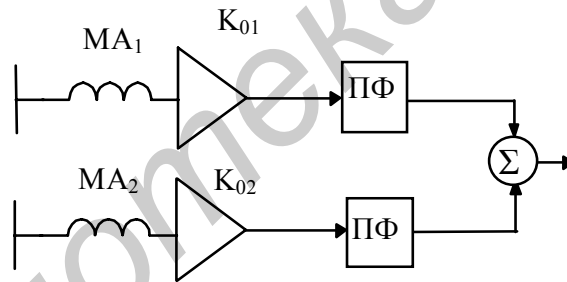


Рис. 3.4. Структурная схема двухдиапазонной АМА

Для полосы рабочих частот, которая разбивается на поддиапазоны, при  $A' \ll 1$  выполняется неравенство  $A' b \Omega \ll 1$ , что позволяет упростить выражение (3.38):

$$\frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} = \frac{b_{12} \sqrt{b_{12} R_{o.c}^2(b_{11})}}{b_{11} \sqrt{b_{11} R_{o.c}^2(b_{12})}}. \quad (3.39)$$

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

### 3.2.1. Режим равенства выходных напряжений при реальной чувствительности

Рассматриваемый режим соответствует значению  $R_{o.c}$ , которое обеспечивает равенство значений выходных напряжений при равенстве отношений сигнал/шум АМА в обоих поддиапазонах. Найдем условие, которому должно удовлетворять при этом  $R_{o.c}$ .

В соответствии с выражением (3.9) в [1] для частоты  $\Omega_c = \omega_c/\omega_H$  получим

$$V = gE/\sqrt{2b}, \quad (3.40)$$

что позволяет записать для отношения реальных чувствительностей (т.е. при  $V = \text{const}$ )

$$\frac{E_P(b_{11})}{E_P(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}. \quad (3.41)$$

Из выражения для выходного напряжения (3.21) с учетом (3.41) следует, что равенство выходных напряжений имеет место при

$$R_{o.c}(b_{11}) = R_{o.c}(b_{12}). \quad (3.42)$$

Тогда выражение для отношения коэффициентов интермодуляции (3.39) с учетом (3.42) принимает вид

$$\frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} = \frac{b_{12}\sqrt{b_{12}}}{b_{11}\sqrt{b_{11}}}. \quad (3.43)$$

При одинаковом значении напряженности поля  $E$  для выходных напряжений из (3.21) с учетом (3.42) получим

$$\frac{u_{\text{ВЫХ}}(b_{11})}{u_{\text{ВЫХ}}(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{12}}{b_{11}}}, \quad (3.44)$$

что означает рост выходного напряжения при переходе на более высокочастотный поддиапазон при  $b_{12} < b_{11}$  либо его уменьшение при переходе на более низкочастотный поддиапазон при  $b_{12} > b_{11}$ . Таким образом, для рассматриваемого режима справедливы следующие соотношения параметров:

$$\begin{aligned} R_{o.c}(b_{11}) &= R_{o.c}(b_{12}), \\ \frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} &= \frac{b_{12}\sqrt{b_{12}}}{b_{11}\sqrt{b_{11}}}, \\ \frac{u_{\text{ВЫХ}}(b_{11})}{u_{\text{ВЫХ}}(b_{12})} &= \sqrt{\frac{b_{12}}{b_{11}}}. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Из (3.45) видно, что при  $b_{12} < b_{11}$  в более высокочастотном поддиапазоне наблюдается увеличение не только выходного напряжения, но и коэффициента интермодуляции. В связи с этим рассматриваемый режим работы АМА, характеризующийся постоянством  $R_{o.c}$  в обоих поддиапазонах, нецелесообразен.

### 3.2.2. Режим равенства выходных напряжений при равных значениях напряженности поля

С целью увеличения линейности характеристик АМА представляется целесообразным соответствующим выбором значений  $R_{o.c}$  обеспечить равенство выходных напряжений АМА в разных частотных поддиапазонах. В этом случае из выражения (3.21) следует, что

$$\frac{R_{o.c}(b_{11})}{R_{o.c}(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}, \quad (3.46)$$

при этом выражение (3.39) с учетом (3.46) принимает вид

$$\frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{12}}{b_{11}}}. \quad (3.47)$$

Таким образом, в этом режиме выполняются следующие равенства:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(b_{11}) &= u_{\text{вых}}(b_{12}), \\ \frac{R_{o.c}(b_{11})}{R_{o.c}(b_{12})} &= \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}, \\ \frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} &= \sqrt{\frac{b_{12}}{b_{11}}}. \end{aligned} \quad (48)$$

Из (3.48) видно, что для рассматриваемого режима работы АМА, характеризующегося равенством выходных напряжений в поддиапазонах, происходит рост коэффициента интермодуляции в более высокочастотном поддиапазоне при  $b_{12} < b_{11}$ .

### 3.2.3. Режим равенства значений функции чувствительности

С целью минимизации коэффициента интермодуляции рассмотрим режим работы АМА, обеспечивающий равенство значений функции чувствительности передаточной функции АМА к коэффициенту передачи усилителя в обоих поддиапазонах.

Из выражения (3.17) при  $a = 0$ ,  $d = \infty$ ,  $K_0 \gg 1$  получим

$$S_{K_0}^T = \frac{R_{o.c}}{R_{г.опт} b \Omega K_0}, \quad (3.49)$$

откуда легко получить выражение для соотношения резисторов

$$R_{o.c}(b_{11})/R_{o.c}(b_{12}) = b_{11}/b_{12}. \quad (3.50)$$

Для выходных напряжений и коэффициентов интермодуляции из выражений (3.21) и (3.39) получим

$$\begin{aligned} \frac{u_{\text{вых}}(b_{11})}{u_{\text{вых}}(b_{12})} &= \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}, \\ \frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} &= \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}, \end{aligned} \quad (3.51)$$

что означает уменьшение выходного напряжения и значения  $K_{11}$  при переходе на более высокочастотный поддиапазон при  $b_{12} < b_{11}$ .

Соотношения, характеризующие этот режим, имеют вид

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(b_{11})/u_{\text{вых}}(b_{12}) &= \sqrt{b_{11}/b_{12}}, \\ R_{\text{o.c}}(b_{11})/R_{\text{o.c}}(b_{12}) &= b_{11}/b_{12}, \\ K_{11}(b_{11})/K_{11}(b_{12}) &= \sqrt{b_{11}/b_{12}}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Таким образом, для рассматриваемого режима работы АМА, как видно из (3.52), характерно уменьшение уровня выходного напряжения и коэффициента интермодуляции в высокочастотном поддиапазоне. Изменение уровня выходного напряжения приводит к увеличению неравномерности суммарной АЧХ АМА, в связи с этим желательно поддерживать уровень сигнала в обоих поддиапазонах по возможности одинаковым.

### 3.2.4. Режим равенства значений коэффициентов интермодуляции

Для рассматриваемого режима работы АМА характерно равенство коэффициентов интермодуляции в обоих частотных поддиапазонах. Необходимые соотношения для  $R_{\text{o.c}}$  можно получить следующим образом.

Из выражения (3.39) при отношении, равном единице, получим

$$\frac{R_{\text{o.c}}(b_{11})}{R_{\text{o.c}}(b_{12})} = 4 \sqrt{\frac{b_{11}^3}{b_{12}^3}}. \quad (3.53)$$

Используя (3.53), из (3.21) находим

$$\frac{u_{\text{вых}}(b_{11})}{u_{\text{вых}}(b_{12})} = 4 \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}. \quad (3.54)$$

Система соотношений для режима равенства коэффициентов интермодуляции имеет вид

$$\begin{aligned} K_{11}(b_{11}) &= K_{11}(b_{12}), \\ u_{\text{вых}}(b_{11})/u_{\text{вых}}(b_{12}) &= 4 \sqrt{b_{11}/b_{12}}, \\ R_{\text{o.c}}(b_{11})/R_{\text{o.c}}(b_{12}) &= 4 \sqrt{b_{11}^3/b_{12}^3}. \end{aligned} \quad (3.55)$$

Для области частот, где  $A' b \Omega \gg 1$ , в случае глубокой ООС с  $A' \approx 1$  выполняется равенство функций чувствительности  $S_K^H(b_{11}) = S_K^H(b_{12})$ . При этом, согласно пп. 3.2.1–3.2.4, имеют место следующие соотношения:

при  $R_{\text{o.c}}(b_{11}) = R_{\text{o.c}}(b_{12})$

$$\frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{12}}{b_{11}}},$$

при  $R_{\text{o.c}}(b_{11}) \sqrt{b_{12}} = R_{\text{o.c}}(b_{12}) \sqrt{b_{11}}$

$$K_{11}(b_{11}) = K_{11}(b_{12}),$$

при  $R_{\text{o.c}}(b_{11}) \sqrt{b_{12}^3} = R_{\text{o.c}}(b_{12}) \sqrt{b_{11}^3}$



$$\frac{K_{11}(b_{11})}{K_{11}(b_{12})} = \sqrt{\frac{b_{11}}{b_{12}}}.$$

С точки зрения линейности АМА, наиболее благоприятными являются режимы равенства функций чувствительности и коэффициентов интермодуляции (соотношения (3.52) и (3.55)), причем последний режим работы АМА приводит к меньшей неравномерности АЧХ устройства в целом. Для дальнейшего уменьшения неравномерности АЧХ в АМА более высокочастотного поддиапазона в режиме равенства коэффициентов интермодуляции можно ввести дополнительный каскад с коэффициентом передачи  $K' = \sqrt[4]{b_{11}/b_{12}}$ , который полностью компенсирует разницу в уровнях выходных напряжений в обоих частотных поддиапазонах.

### 3.2.5. Влияние входного сопротивления усилителя

Рассмотрим общий случай АМА с последовательно-параллельным резонансом и  $R_{вх} \neq \infty$ . Передаточную функцию с учетом  $R_{вх} \neq \infty$  можно записать в следующем виде:

$$T = K/[1 + (j\Omega a^2 - bR_{г.опт}/R_{вх})(1 - \Omega^2 d^2)/(j\Omega d^2) + A'b/d^2] + j\Omega bA'(1 + K)], \quad (3.56)$$

выражение для функции чувствительности при этом имеет вид

$$S_K^T = \frac{1 + (j\Omega a^2 - bR_{г.опт}/R_{вх})(1 - \Omega^2 d^2)/(j\Omega d^2) + A'b/d^2 + j\Omega bA'}{1 + (j\Omega a^2 - bR_{г.опт}/R_{вх})(1 - \Omega^2 d^2)/(j\Omega d^2) + A'b/d^2 + j\Omega bA'(1 + K)}. \quad (3.57)$$

Для различных диапазонов частот выражение (3.57) можно упростить следующим образом:

$$\text{для } \Omega \ll 1 \quad S_K^H = \frac{R_{о.с}}{\Omega^2 d^2 R_{вх} K}, \quad (3.58)$$

$$\text{для частот } 1 < \Omega < k_d \quad S_K^H = \frac{R_{о.с}}{R_{г.опт} b \Omega K}, \quad (3.59)$$

$$\text{для частот } \Omega \gg k_d \quad S_K^H = \frac{a^2 \Omega R_{о.с}}{b R_{г.опт} K}. \quad (3.60)$$

Анализ полученных выражений позволяет сделать вывод о том, что входное сопротивление усилителя для вариантов с последовательным резонансом оказывает влияние на поведение функции чувствительности только в области частот  $\Omega < 1$ , что видно из (3.58). Это влияние обусловлено образованием делителя на входе усилителя, состоящего из конденсатора  $C_1$  в верхнем плече и  $R_{вх}$  в нижнем плече, что приводит к уменьшению глубины отрицательной обратной связи на нижних частотах. В качестве метода борьбы с указанным недостатком можно предложить использование усилительных элементов с большим входным сопротивлением, например, биполярных транзисторов с большим значением коэффициентом передачи по току или полевых транзисторов.

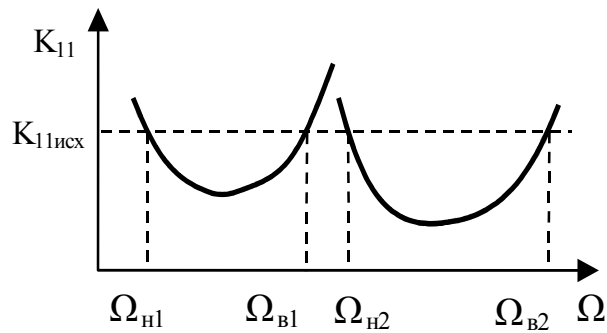


Рис. 3.5. Частотные зависимости  $K_{11}(\omega)$  для двухдиапазонной АМА

На рис. 3.5 представлены зависимости, соответствующие случаю, когда в заданном рабочем диапазоне частот используются две АМА общего вида, где  $K_{11\text{исх}}$  – заданный уровень коэффициента интермодуляции. Из рисунка видно, что в тех случаях, когда необходима одновременная работа АМА на всех диапазонах, комбинационные составляющие, превышающие допустимый уровень, могут попадать в основной тракт приема. Для устранения этого явления можно предусмотреть на выходах отдельных каналов полосовые фильтры с АЧХ обратной частотной зависимости модуля функции чувствительности, т.е. частотная характеристика затухания полосового фильтра каждого канала должна совпадать с соответствующей зависимостью на рис. 3.5. При этом полосовой фильтр может одновременно выполнять функции дополнительного звена, корректирующего коэффициент передачи АМА в соответствующем поддиапазоне. С целью упрощения структуры тракта при некоторой потере в реальной чувствительности АМА, соответствующая наиболее длинноволновой части, может быть выполнена с последовательным резонансом, а остальные – нерезонансными. Такой вариант тракта приема наиболее целесообразен для радиовещательных РПУ.

### 3.2.6. Реализация структурных методов улучшения характеристик активных магнитных антенн

При использовании структурного подхода к повышению качества усилителей обеспечивается оптимизация их структурных свойств, т.е. способов соединения усилительных и пассивных звеньев между собой. В [11] показано, что для выполнения условия максимальной стабильности и линейности усилительного тракта необходимо равенство нулю относительных функций чувствительности всех порядков до  $(n - 1)$ , где  $n$  – число усилительных звеньев (УЗ). В случае устройства из двух УЗ, сигнальный граф которого представлен на рис. 3.6, достижимы условия нулевой чувствительности 1-го порядка. Для рис. 3.6 нулевая чувствительность к обоим звеньям обеспечивается при равенстве нулю частных коэффициентов передачи со входа устройства на вход 2-го УЗ  $K_{u2}$  и с выхода 1-го УЗ на выход устройства  $K_{п1}$ .

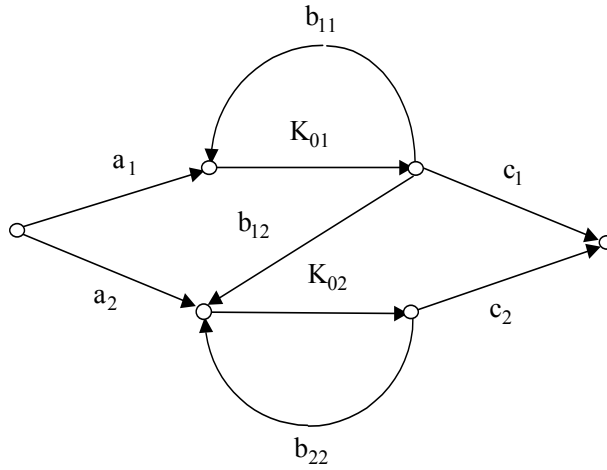


Рис. 3.6. Сигнальный граф усилительного тракта для двух УЗ

Принцип действия рассмотренного устройства основан на сравнении неискажённого входного и искажённого выходного сигналов, выделении на входе 2-го УЗ сигнала ошибки и введении её в противофазе в выходной сигнал. Однако в случае АМА на основе усилителя с параллельной ООС в тракте невозможно найти сечение с неискажённым сигналом. Ток, протекающий в МА за счёт действия ООС, уже несёт на себе информацию об ошибке. Структурная схема АМА с дополнительным источником неискажённого сигнала представлена на рис. 3.7 [13, 14].

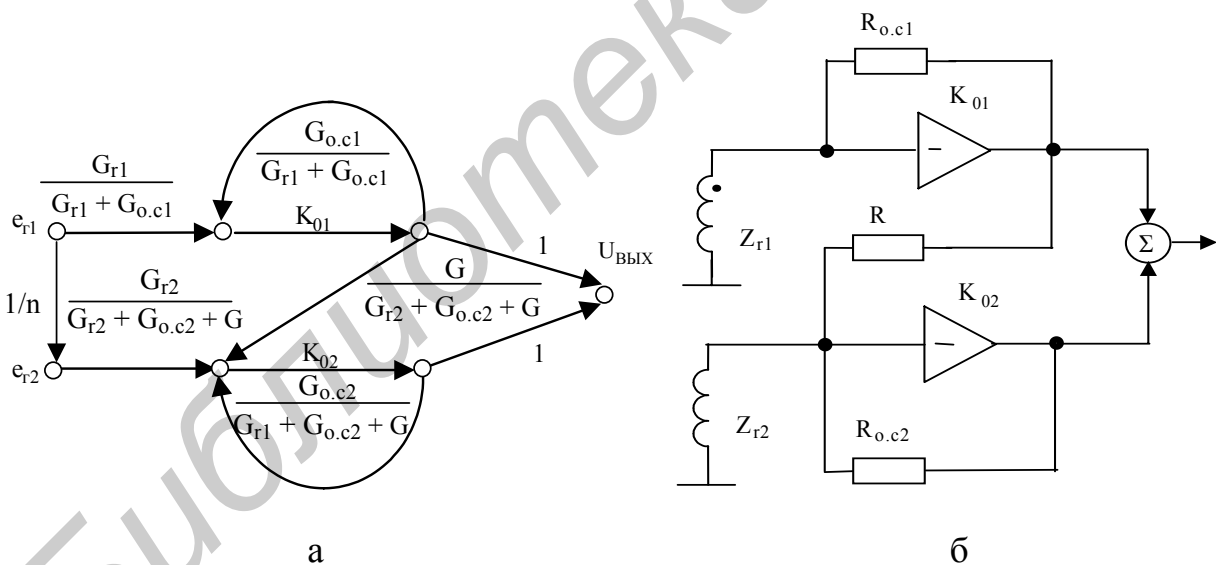


Рис. 3.7. АМА с выделением сигнала ошибки (а) и сигнальный граф (б)

Условия нулевой чувствительности или условия настройки получаются следующим образом. Из рис. 3.7,б с учетом рис. 3.6

$$K_{u2} = \frac{\frac{a_2}{n} (1 - K_{o1} b_{11}) + a_1 K_{o1} b_{12}}{1 - K_{o1} b_{11} - K_{o2} b_{22} + K_{o1} b_{11} K_{o2} b_{22}} = 0, \quad (3.61)$$

$$a_2 = -\frac{a_1 K_{o1} b_{12} n}{1 + K_{o1} b_{11}}, \quad (3.62)$$

$$K_{n2} = \frac{c_1(1 - K_{o2} b_{22}) + c_2 K_{o2} b_{12}}{1 - K_{o1} b_{11} - K_{o2} b_{22} + K_{o1} b_{11} K_{o2} b_{22}} = 0,$$

$$c_1 = -\frac{c_2 b_{12} K_{o2}}{1 - K_{o2} b_{22}}, \quad (3.63)$$

где  $n = e_{r1} / e_{r2}$ .

Согласно обозначениям на рис. 3.7, из (3.62) и (3.63) получим для условий настройки следующие выражения:

$$\frac{G_{r2}}{(G_{r2} + G_{o.c2} + G)n} = \frac{G_{r1} K_{o1} G / (G_{r2} + G_{o.c2} + G)}{G_{r1} + G_{o.c1} (1 + K_{o1})}, \quad (3.64)$$

$$1 = \frac{G K_{o2}}{G_{r2} + G_{o.c2} (1 + K_{o2}) + G}, \quad (3.65)$$

после преобразования которых при  $K_{o1} \gg 1$  и  $K_{o2} \gg 1$

$$G_{r2} = n G_{r1} G / G_{o.c1}, \quad (3.66)$$

$$1 = G / G_{o.c2}. \quad (3.67)$$

Если при  $e_{r2} = e_{r1} / n$  выполняется  $G_{r1} = G_{r2}$ , то из (3.65), (3.66) следует

$$R = R_{o.c2}, \quad (3.68)$$

$$R = R_{o.c1} n. \quad (3.69)$$

Анализ предельных возможностей улучшения нелинейности структурными методами приведен в [11], где показано, что для структуры на рис. 3.6 при условии  $(1 - K'_1 / K'_2) = K'_1 / K'_2$ , где  $K'_1 = T / a_1 C_1$ ;  $K'_2 = T / a_2 C_2$ ;  $T$  – передача устройства, отношение сигнал/шум на выходе увеличивается по сравнению с одиночным усилителем в  $\sqrt{2}$  раз, что позволяет дополнительно увеличить реальную чувствительность АМА в  $\sqrt{2}$  раз.

## 4. ПРИНЦИПЫ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВЫСОКОЛИНЕЙНЫХ АКТИВНЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН

### 4.1. Принципы построения активных магнитных антенн

Наиболее перспективными с точки зрения помехозащищенности являются устройства с параллельной ООС, реализующие на входе усилителя точку с нулевым потенциалом относительно общего провода (виртуальную землю) и обладающие низким входным сопротивлением. Применение параллельной ООС в АМА позволяет дополнительно получить равномерную АЧХ в широкой полосе частот. Функциональная схема резонансной АМА с параллельной отрицательной обратной связью представлена на рис. 4.1,а [15]. На рис. 4.1,б,в представлены простейшие варианты ее реализации на биполярных транзисторах, включенных по схеме с ОБ и ОЭ.

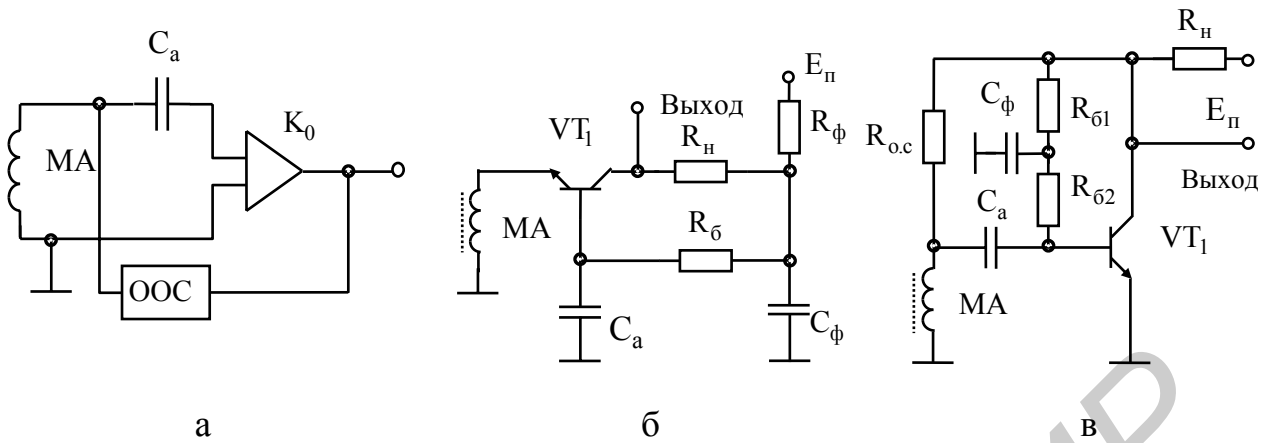


Рис. 4.1. Структурная схема АМА (а) и варианты АМА: схема с ОБ (б), схема с ОЭ (в)

Практические схемные реализации АМА могут отличаться типом применяемых на входе транзисторов (полевой или биполярный), способом выполнения входного каскада (несимметричный или симметричный – дифференциальный), способом разбиения на поддиапазоны (коммутация ферритовой антенны или изменение  $R_{г.опт}$  транзистора). Однако при этом можно выделить присущие всем вариантам следующие основные принципы, использованные с целью получения предельных параметров:

- отсутствие во входном каскаде местных обратных связей по переменному току;
- наличие общей параллельной отрицательной обратной связи;
- максимизация глубины отрицательной обратной связи;
- применение малошумящих усилительных элементов.

Примеры однодиапазонных АМА с многокаскадным УРС представлены на рис. 4.2.

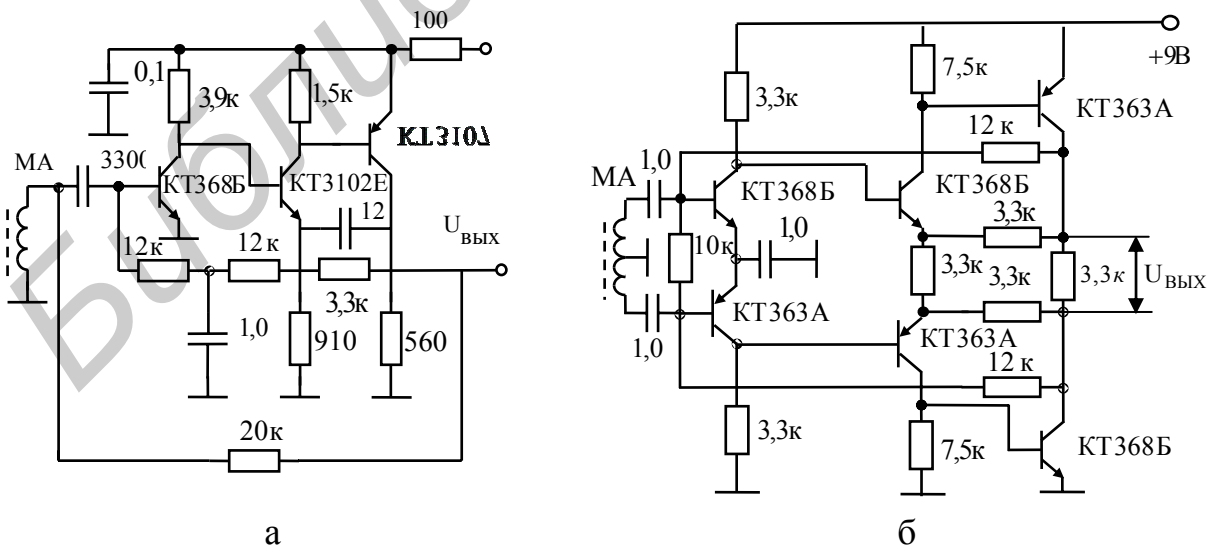


Рис. 4.2. АМА с многокаскадным (а) и дифференциальным (б) УРС

## 4.2. Широкополосная активная магнитная антенна с конструктивным разделением поддиапазонов

АМА с отдельными входными каскадами в диапазонах ДВ (148,5–285 кГц) и СВ (525–1607 кГц) представлена на рис. 4.3. Для получения предельных значений реальной чувствительности в каждом частотном поддиапазоне были использованы транзисторы с минимальными значениями шумовой температуры  $T_{ш}$  в сочетании с применением последовательного колебательного контура во входной цепи и включением согласующего трансформатора для уменьшения шумов резисторов обратной связи. С этой целью в устройстве применена коммутация входных транзисторов, сигналы на которые поступают от индивидуальных ферритовых антенн. В диапазоне ДВ использованы полевой транзистор КП303В и ферритовая антенна с индуктивностью  $L_3 = 30$  мГн, при этом величина емкости  $C_2$  выбрана из условия максимизации реальной чувствительности на границах диапазона ДВ. В диапазоне СВ использованы биполярный транзистор КТ368Б и ферритовая антенна с индуктивностью  $L_1 = 300$  мкГн, величина емкости  $C_1$  удовлетворяет условию максимизации реальной чувствительности на границах диапазона СВ. Ферритовые антенны выполнены на стандартных стержнях Н400  $l_c = 100$  мм,  $d_c = 8$  мм, при этом обмотки содержат:  $MA_1 - 80$  ( $L_1$ ) и 15 ( $L_2$ ) витков,  $MA_2 - 800$  ( $L_3$ ) и 15 ( $L_4$ ) витков, катушки связи (вторичные обмотки согласующих трансформаторов-антенн) равномерно намотаны поверх распределенной по всему стержню первичной обмотки.

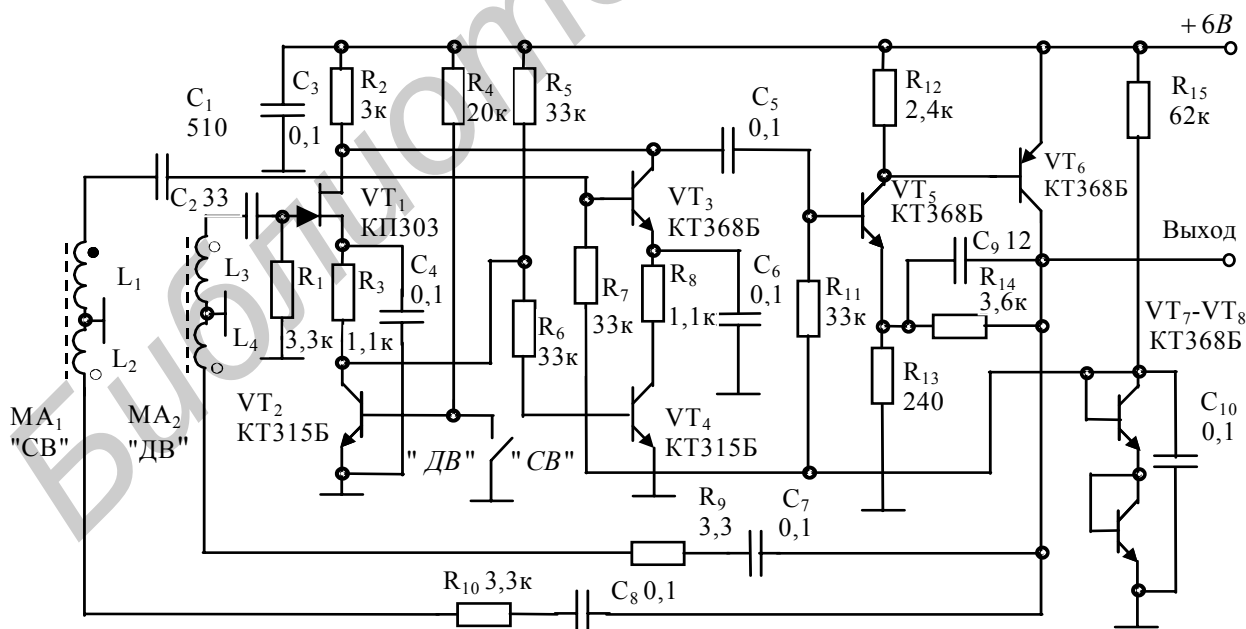


Рис. 4.3. Двухдиапазонная АМА

Результаты экспериментальных исследований электрических параметров АМА следующие: реальная чувствительность устройства в диапазоне ДВ – 0,85 мВ/м при  $u_{\text{вых}} = 100$  мкВ, в диапазоне СВ – 0,9 мВ/м при  $u_{\text{вых}} = 100$  мкВ. В качестве примера для сравнения можно привести значения реальной чувствительности карманных радиоприемников типа «Юпитер», «Сигнал», «Нейва», выполненных на основе аналогичного ферритового стержня  $l_c = 100$  мм и узкополосной преселекции: реальная чувствительность в диапазоне ДВ 1,5 мВ/м, в диапазоне СВ 0,8 мВ/м. Расхождения полученных значений реальной чувствительности АМА со значениями в табл. 3.1 [2] для полевого транзистора можно объяснить влиянием дополнительной паразитной межвитковой емкости. По существу, здесь реализован вариант с последовательно-параллельным резонансом и неоптимальным выбором частоты параллельного резонанса из-за его неуправляемости.

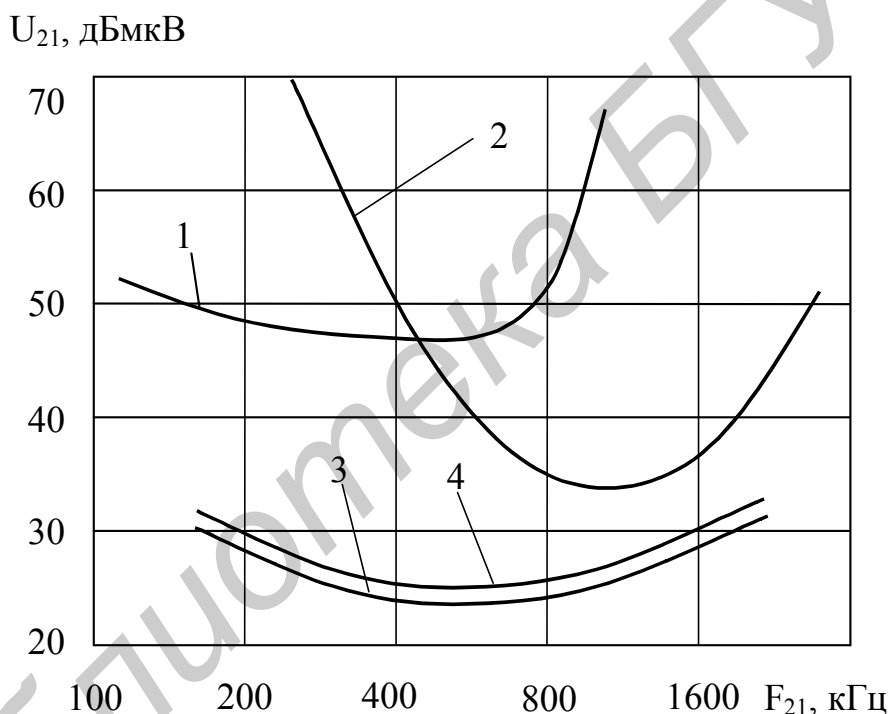


Рис. 4.4. Графики экспериментальных исследований нелинейных характеристик АМА

На рис. 4.4 представлены результаты экспериментальных измерений величины интермодуляционного продукта 3-го порядка  $U_{21}$  при двухсигнальном воздействии (кривые 1 и 2), при этом уровни интермодуляционных составляющих на выходе устройства составляли  $U_1 = U_2 = 300$  мВ, что соответствует величине ДДЗ = 100 дБ. Соотношения частот интермодуляционных составляющих и продукта интермодуляции —  $(2F_1 - F_2) = F_{21}$ ,  $(F_2 - F_1 = \Delta F)$ ,  $(F_1 - F_{21} = \Delta F)$ , где величина  $\Delta F = 25 - 50$  кГц.

### 4.3. Широкополосная активная магнитная антенна с режимной регулировкой частоты согласования

Использование отдельных ферритовых антенн для диапазонов ДВ и СВ в схеме АМА на рис. 4.3 предназначено для изменения частоты  $\omega_n$  и сопротивления источника сигнала  $Z_r$ , что приводит к повышению реальной чувствительности за счет улучшения условий шумового согласования источника сигнала и АЭ входного каскада. Однако такой способ при большом числе поддиапазонов приводит к значительному усложнению тракта. Используемые же на практике приемы, направленные на изменение внутреннего сопротивления за счет коммутации числа витков ферритовой антенны, недостаточно эффективны из-за внесения дополнительных источников шума при их коммутации активными элементами.

Как отмечалось в разд. 3.2. [2], существует альтернативный метод, обеспечивающий выполнение условий согласования при заданном значении внутреннего сопротивления источника сигнала за счет изменения оптимального шумового сопротивления транзистора  $R_{г.опт}$ .

Сущность метода заключается в выборе режима по постоянному току эмиттера  $I_э$  транзистора [16]. В этом случае происходит изменение составляющих шумового тока  $i_{ш}$  и шумового напряжения  $e_{ш}$ , определяющих оптимальное шумовое сопротивление источника сигнала

$$R_{г.опт} = e_{ш}/i_{ш} = \sqrt{r_{ш}/g_{ш}}, \quad (4.1)$$

где  $r_{ш}$  и  $g_{ш}$  – эквивалентные шумовые сопротивление и проводимость транзистора;

$$r_{ш} = r_b + 0,5r_e, \quad (4.2)$$

$$g_{ш} = 1/(2r_e\beta_0), \quad (4.3)$$

где  $\beta_0$  – коэффициент передачи по току схемы с общим эмиттером;

$r_b$  – омическое сопротивление базы транзистора;

$r_e = \varphi_T/I_э$  – диффузионное сопротивление эмиттерного перехода;

$\varphi_T = 0,026$  В – температурный потенциал.

Подставляя выражения (4.2) и (4.3) в (4.1), получим

$$R_{г.опт} = \sqrt{2\varphi_T\beta_0r_b/I_э + (\varphi_T/I_э)^2\beta_0}. \quad (4.4)$$

Таким образом, рассматриваемый способ режимного согласования заключается в выборе значения тока  $I_э$ , удовлетворяющего выражению (4.4). Этот способ привлекателен тем, что в отличие от дискретного изменения значения внутреннего сопротивления источника сигнала здесь возможно плавное изменение шумового сопротивления  $R_{г.опт}$  при неизменных параметрах источника сигнала.



Недостаток режимного способа согласования заключается в изменении усилительной способности транзисторов, в частности, в изменении крутизны транзистора  $S_0$ , так как

$$S_0 = \frac{\beta_0}{r_b + r_e(1 + \beta_0)}, \quad (4.5)$$

откуда при  $\beta_0 \gg 1$  и  $r_b \ll r_e$  получим

$$S_0 = I_3 / \varphi_T.$$

Изменение крутизны  $S_0$ , вызванное, например, уменьшением тока  $I_3$ , приводит к прямо пропорциональному уменьшению коэффициента передачи каскада  $K_0 = S_0 R_n$  (см. рис. 4.5), что может неблагоприятно сказаться на таких характеристиках, как глубина ООС, коэффициент нелинейных искажений и т.д.

Как показано в разд. 1.4, соотношения нелинейных передаточных функций 1-го, 2-го и 3-го порядков, отражающих нелинейности транзистора соответствующих порядков, не зависят от величины тока эмиттера:

$$K_2 / K_1 = \frac{1}{2\varphi_T},$$

$$K_3 / K_1 = \frac{1}{6\varphi_T^2}.$$

Следовательно, единственным параметром, зависящим в выражениях (3.15) и (3.16) от тока эмиттера  $I_3$ , является коэффициент передачи  $K = SR_n$ . Он и определяет глубину обратной связи и уровень нелинейных искажений.

Существуют схемотехнические решения, позволяющие осуществить режимное согласование без изменения коэффициента передачи каскада. Вариант такой АМА с использованием принципа режимной регулировки  $R_{г.опт}$  изображен на рис. 4.6. В устройстве, предназначенном для работы в диапазонах ДВ (148,5–285 кГц) и СВ (525–1607 кГц), реализован метод повышения чувствительности с помощью последовательного резонанса. Значение индуктивности ферритовой антенны  $L_a$  и величина емкости  $C_1$  выбраны из условия максимизации реальной чувствительности в диапазоне ДВ. Для обеспечения этого условия на частоте согласования  $\omega_c$  в диапазоне ДВ выполнено условие равенства  $\omega_c L_a = R_{г.опт}$  при токе  $I_{31}$ , что имеет место при подаче высокого потенциала на вход управления. Транзистор  $VT_2$  при этом открыт и нагрузкой транзистора  $VT_1$  является резистор  $R_2$ .

Коллекторный ток входного транзистора  $I_k \approx I_3$  равен

$$I_k = \frac{E_{п} - [U_{6.31} + I_{61}(R_3 + R_4) + U_{6.32}]}{R_k}, \quad (4.6)$$

где  $U_{6.31}$  и  $U_{6.32}$  – напряжения между базой и эмиттером транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ ;

$I_{61}$  – ток базы транзистора  $VT_1$ ;

$E_{\text{п}}$  – напряжение источника питания;

$R_{\text{к}}$  – коллекторное сопротивление транзистора  $VT_1$ .

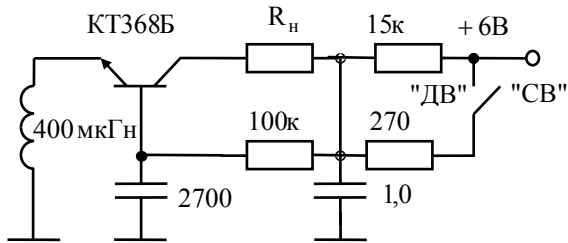


Рис. 4.5. АМА с режимной регулировкой частоты согласования

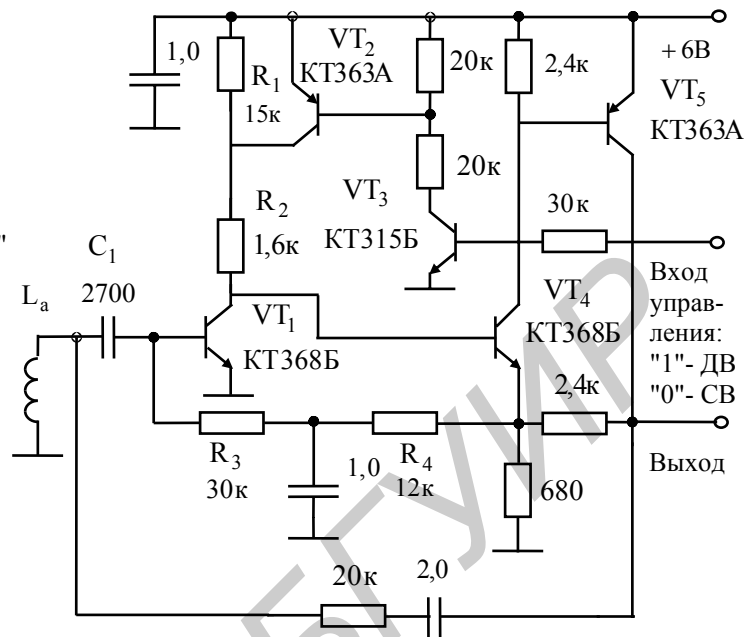


Рис. 4.6. АМА с постоянной глубиной ООС

Из выражения (4.6) видно, что резистор  $R_{\text{к}} = R_2$  определяет величину тока  $I_{\text{э}1}$  с достаточной степенью точности, если принять  $U_{\text{б.э}1} \approx U_{\text{б.э}2} = U_{\text{б.э}} = \text{const}$ .

В диапазоне СВ необходимое условие согласования  $R_{\text{г.опт}}$  и  $Z_{\text{Г}}$  обеспечивается при подаче на вход управления нулевого потенциала, при этом транзистор  $VT_2$  закрыт, а нагрузкой транзистора  $VT_1$  является последовательное соединение резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , сумма которых и определяет новое значение тока  $I_{\text{э}2}$ . Величина резистора  $R_1$  выбирается таким образом, чтобы значение  $I_{\text{э}2}$  удовлетворяло выражению (4.6) для начальной частоты диапазона СВ 525 кГц.

Так как резистор, задающий ток входного каскада, является в устройстве одновременно и его коллекторной нагрузкой, то при изменении значения резистора происходит и изменение коэффициента передачи входного каскада  $K_{\text{о}1} = S_{\text{о}} R_{\text{к}}$ , причём это изменение обратно пропорционально величине  $I_{\text{э}}$ . В связи с указанной особенностью представленная схема АМА с режимной регулировкой частоты согласования обладает свойством постоянства глубины отрицательной обратной связи при изменении тока эмиттера входного каскада. Экспериментальные исследования устройства показали, что реальная чувствительность при отношении сигнал/шум 20 дБ принимает следующие значения: в диапазоне ДВ – 0,9 мВ/м, в диапазоне СВ – 0,6 мВ/м при значении индуктивно-

сти  $L_a = 400$  мкГн,  $I_{\alpha 1} = 3$  мА,  $I_{\alpha 2} = 0,3$  мА,  $E_{\pi} = 6$  В, ферритовый стержень Н400 150x8 мм. При этом для  $I_{\alpha 1} = I_{\alpha 2} = 3$  мА реальная чувствительность устройства на СВ составляет приблизительно 0,9 мВ/м, что несомненно говорит об эффективности такого согласования, позволяющего получить выигрыш по чувствительности в 1,5 раза.

На рис. 4.4 представлены результаты измерения частотной зависимости продукта интермодуляции 3-го порядка при двухсигнальном воздействии, при этом уровни интермодуляционных составляющих на выходе устройства были равны  $U_1 = U_2 = 200$  мВ. Кривая 3 соответствует току  $I_{\alpha 1}$ , кривая 4 – току  $I_{\alpha 2}$ . Как видно из зависимостей, изменение тока эмиттера в разработанной АМА практически не приводит к изменению нелинейных параметров. Небольшое отличие зависимостей объясняется изменением режимов по постоянному току остальной части схемы.

#### 4.4. Системы АРЧ в АМА

В условиях сложной ЭМО при эксплуатации АМА возможны ситуации, когда мощные поля сигналов помех вызывают в точке приема недопустимые искажения полезных сигналов. Например, это возможно при работе РПУ с МА вблизи мощной передающей станции. В таком случае полезной может оказаться система АРЧ.

В АМА, представленной на рис. 4.7,а, при превышении уровня группового сигнала на выходе детектора 1 выше некоторой допустимой величины срабатывает компаратор 2 и последовательно с обмоткой антенны  $L_{\text{ма}}$  с помощью ключа Кл.1 подключается дополнительная экранированная катушка индуктивности  $L_{\text{доп}}$ . Действующая высота МА уменьшается, и динамический диапазон АМА расширяется в сторону более сильных сигналов. В данной схеме происходит изменение глубины ООС, что не всегда приемлемо с точки зрения устойчивости к возбуждению УРС. В варианте АМА, представленной на рис. 4.7,б, в исходном состоянии ключ Кл.1 замкнут, а ключ Кл.2 разомкнут, что обеспечивается наличием инвертора 3. При срабатывании компаратора 2 ключ Кл.1 размыкается, а ключ Кл.2 замыкается. Действующая высота МА уменьшается, как и в предыдущем случае, а глубина ООС при соответствующем выборе величины дополнительной индуктивности остается неизменной.

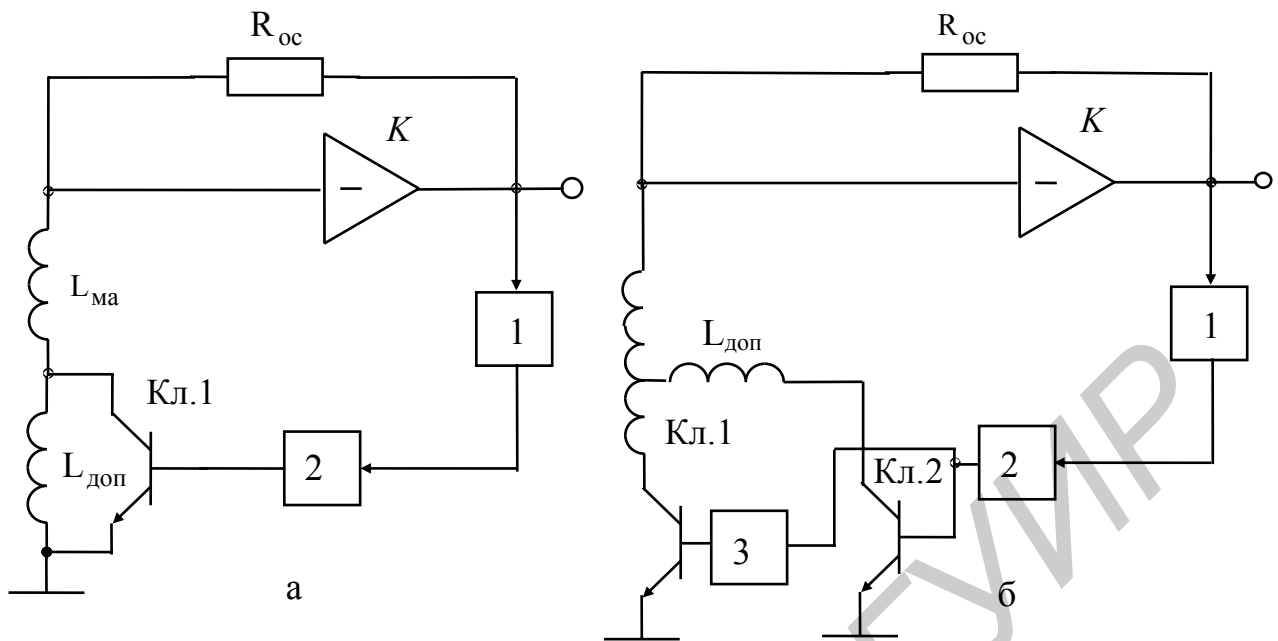


Рис. 4.7. Варианты выполнения систем АРЧ для АМА

#### 4.5. АМА с узкополосным усилителем радиочастоты

Широкополосные входные устройства могут найти применение не только в радиоприёмных трактах с ШП, неизменным атрибутом которых они являются. Предпринимаются также успешные попытки по применению АМА в сочетании с узкополосными УРЧ в переносных радиоприёмниках серии «Океан», что позволило при наличии УРЧ сократить число элементов перестройки по частоте до двух вместо традиционных трёх.

Применение варианта АМА с последовательным резонансом позволяет устранить ещё один недостаток, присущий традиционным узкополосным преселекторам и известным вариантам построения АМА в сочетании с узкополосным УРЧ. Это касается изменения волнового сопротивления  $\rho$  параллельного колебательного контура УРЧ при работе в различных поддиапазонах, на которые разбивается рабочий диапазон частот.

Применение в колебательных контурах поддиапазонов в качестве элемента перестройки одной и той же переменной ёмкости  $C_k$  приводит к изменению коэффициента передачи каскада УРЧ, который равен (рис. 4.8,а)

$$K = \rho Q_k / Z_T, \quad (4.7)$$

где  $Q_k$  – добротность колебательной системы УРЧ.

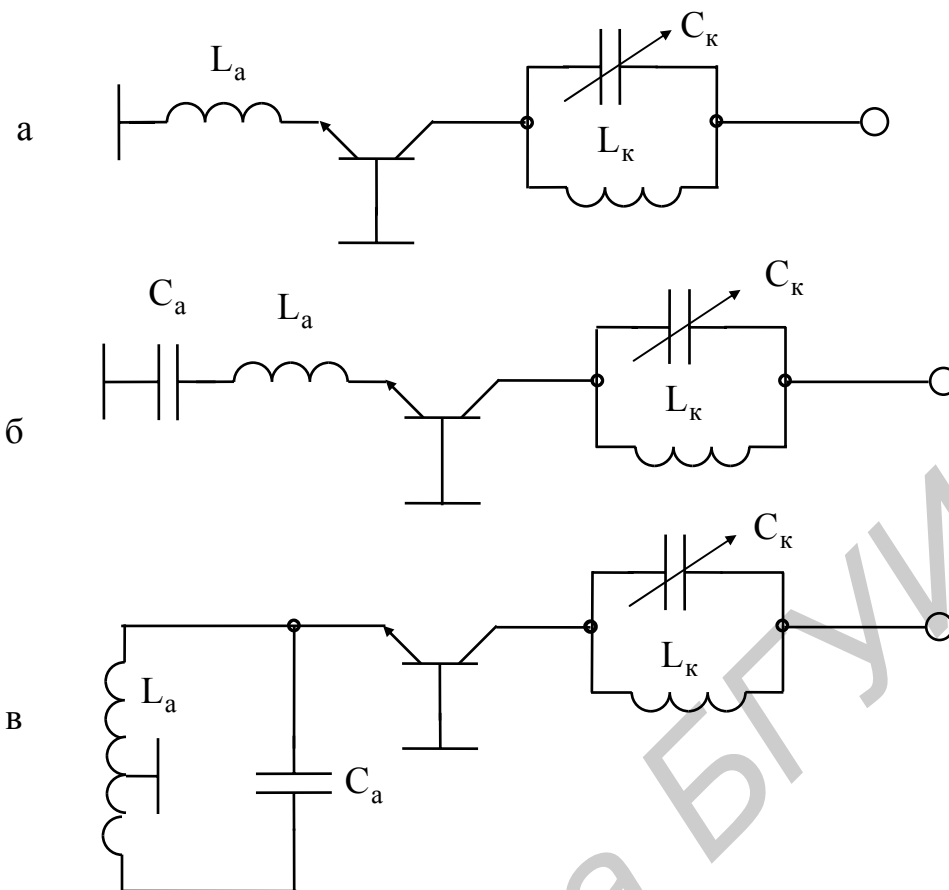


Рис. 4.5. АМА с узкополосным УРС: нерезонансная (а), с последовательным резонансом (б), с повышенным коэффициентом передачи (в)

#### Выходное напряжение АМА

$$U_{\text{вых}} = e_{\text{н}} \rho Q_{\text{к}} / Z_{\Gamma}.$$

Так как  $\rho = L_{\text{к}} / C_{\text{к}}$ , то при  $C_{\text{к}} = \text{const}$  во всех поддиапазонах и  $L_{\text{к}} = \text{var}$  (например  $L_{\text{к}1} = 2880$  мГн для ДВ,  $L_{\text{к}2} = 285$  мГн для СВ-1,  $L_{\text{к}3} = 95$  мГн для СВ-2) значение  $K_0$  и уровень выходного сигнала при переключении с диапазона ДВ на диапазон СВ-2 за счёт изменения  $\rho$  уменьшаются приблизительно в 5,5 раза. Это может привести к тому, что реальная чувствительность приёмника будет ограничена не параметрами АМА, а шумовыми параметрами последующих каскадов. Например, такая ситуация возникает при применении в качестве последующих каскадов микросхемы К174ХА2, реальная чувствительность которой составляет примерно 15 мкВ. Если в диапазоне ДВ на выходе УРС сигнал при реальной чувствительности составляет 60 мкВ, то в диапазоне СВ-2 с учётом вышесказанного он оказывается менее 12 мкВ. Это не позволяет полностью реализовать высокие качественные показатели АМА и значительно ухудшает параметры всего приёмника в целом. Для схемы АМА (рис. 4.8,б)

$$K = S_0 \rho Q_{\text{к}}, \quad (4.8)$$

тогда  $U_{\text{вых}} \equiv \omega\rho$  и уменьшение  $\rho$  в более высокочастотных поддиапазонах не влияет на значение  $U_{\text{вых}}$ , что благоприятно сказывается на шумовых параметрах всего приёмника в целом. Однако применение последовательного резонанса в каждом поддиапазоне требует введения коммутирующих элементов. Использование в качестве коммутаторов активных элементов – транзисторов значительно ухудшает реальную чувствительность АМА за счёт появления дополнительных источников шума во входной цепи. В связи с этим в указанном радиоприёмнике не удалось получить высокую реальную чувствительность, которая в диапазоне ДВ составляет примерно 1,5 мВ/м.

Усовершенствованная схема представлена на рис. 4.8 [17]. В этом случае коэффициент передачи каскада

$$K = n^2 \rho Q_k / Z_r, \quad (4.9)$$

где  $n$  – коэффициент трансформации, который определяется, исходя из условия обеспечения необходимого уровня выходного сигнала в диапазоне СВ-2 путём подбора места отвода магнитной антенны.

Ёмкость конденсатора  $C_a$  выбирается из условия образования совместно с  $L_a$  последовательного колебательного контура на нижней частоте диапазона ДВ.

Данная схема АМА позволяет реализовать в макете радиоприёмника на базе «Океана-222» реальную чувствительность в диапазоне ДВ 0,7–0,8 мВ/м, в диапазонах СВ-1 и СВ-2 0,4–0,5 мВ/м при использовании ферритового стержня М1000НН-24 10x250 мм без применения коммутирующих элементов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приёмно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980. – 280 с.
2. Курочкин А.Е. Теоретические основы активных магнитных антенн: Учебно-метод. пособие по дисциплине «Радиоприёмные устройства» для студентов специальности «Радиотехника»: В 2 ч. Ч. 1. Шумовые параметры входных каскадов радиоприёмных устройств с магнитной антенной. – Мн.: БГУИР, 2001. – 50 с.
3. Ред Э.Т. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
4. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения ЭМС радиоэлектронных систем. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.
5. Дроздов В.В. Любительские КВ-трансиверы. – М.: Радио и связь, 1988. – 176 с.
6. Голубев В.Н. Эффективная избирательность РПУ. – М.: Связь, 1978. – 239 с.
7. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
8. Choma J. Harmonic and intermodulation distortion in current-feedback bipolar transistor amplifiers // IEE Proceedings. 1981. Vol. 128. № 5. P. 264–268.
9. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. – М.: Сов. радио, 1973. – 200 с.
10. Курочкин А.Е. Методы проектирования линейных активных фильтров: Метод. пособие по курсовому и дипломному проектированию для студентов специальностей 2301 и 2308. – Мн.: БГУИР, 1995. – 46 с.
11. Богданович Б.М., Бачило Л.С. Проектирование усилительных устройств. – Мн.: Выш. шк., 1985. – 237 с.
12. Курочкин А.Е. Линейность характеристик широкополосных активных магнитных антенн // Радиотехника. 1988. № 7. С. 57–59.
13. А.с. 1771023 СССР. Активная магнитная антенна / Б.М. Богданович, А.Е. Курочкин, И.Ю. Малевич.
14. А.с. 1234901 СССР. Активная антенна / А.Е. Курочкин, Н.И. Окулич.
15. Курочкин А.Е., Малевич И.Ю. Структурный синтез трактов с опорным каналом // Радиотехника и электроника: Респ. межвед. сборник / МРТИ. – Мн.: Выш. шк., 1991. Вып. 20. С. 126–131.
16. Курочкин А.Е. Широкополосная активная магнитная антенна // Радиотехника. 1990. № 3. С. 55–57.
17. А.с. 1748216 СССР. Активная антенна / А.Е. Курочкин.

Учебное издание

**Курочкин Александр Евдокимович**

## **ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АКТИВНЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН**

Учебно-методическое пособие  
по дисциплине «Радиоприемные устройства»  
для студентов специальности «Радиотехника» всех форм обучения

В 2-х частях

Часть 2

### **НЕЛИНЕЙНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОДНЫХ КАСКАДОВ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ С МАГНИТНОЙ АНТЕННОЙ**

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

---

Подписано в печать 28.03.2003.  
Печать ризографическая.  
Уч.-изд. л. 3,0.

Формат 60x84 1/16.  
Гарнитура «Таймс».  
Тираж 150 экз.

Бумага офсетная.  
Усл. печ. л. 3.37.  
Заказ 8.

---

Издатель и полиграфическое исполнение:  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Лицензия ЛП № 156 от 30.12.2002.  
Лицензия ЛП № 509 от 03.08.2001.  
220013, Минск, П. Бровки, 6