

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ АВТОКОЛЛЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИИ (АКМ) И АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ПРИ АКМ

Ю. И. Судаков

Предварительные замечания и вопросы линейности АКМ

В транзисторных генераторах с внешним возбуждением, выполненных по схеме с общим (и заземленным по постоянному и переменному токам) эмиттером, возможно осуществление базовой (во входной цепи) или коллекторной (в выходной цепи) амплитудной модуляции. Первая из них, требуя маломощный модулятор, обеспечивает низкий [1] (35—40%) к. п. д. по коллекторной цепи в несущем режиме, а вторая, обеспечивая упомянутый к. п. д. порядка 70 ÷ 80%, возможна только от мощного модулятора [2].

Недостаток как базовой, так и коллекторной модуляции особенно резко проявляется при выполнении их в выходных каскадах транзисторных передатчиков. Основные способы осуществления, а также различные режимы и варианты схем автоколлекторной модуляции (АКМ) уже исследовались [3, 4, 5]. Установлено, что метод АКМ выходного каскада, выполненного по схеме с общим эмиттером, сочетает в себе положительные свойства как базовой (малая мощность модулятора), так и коллекторной (высокий и неизменный в процессе модуляции к. п. д. по коллекторной цепи) модуляции.

В настоящей статье анализируется эквивалентная схема каскада с АКМ по низкой (модулирующей) частоте, оцениваются и рассчитываются амплитудно-частотные искажения АКМ, выявляются пути снижения частотных и нелинейных искажений при АКМ, выводится формула для расчета низкочастотного дросселя АКМ. Установлено также, что при АКМ в транзисторном передатчике выходной каскад имеет такие же энергетические показатели, как и при коллекторной модуляции [2], но за счет исключения мощных модуляторных каскадов не менее чем вдвое снижается номинальная мощность транзисторов, уменьшаются вес и габариты передатчика и заметно повышаются его промышленный к. п. д. и надежность в эксплуатации.

К одной из наиболее простых схем АКМ относится схема, в которой используется режим АКМ с автоматическим смещением [4, 5]. При осуществлении в выходном каскаде транзисторного передатчика этого режима АКМ

а) первичная или предварительная модуляция (ПАМ) осуществляется в предоконечном каскаде. В интересах снижения мощности модулятора в качестве ПАМ применяется базовая (или в крайнем случае эмиттерная) модуляция смещением;

б) в принципиальную схему выходного каскада, возбуждаемого промодулированным высокочастотным напряжением, вводится в коллекторную цепь по постоянному току низкочастотный дроссель (см. рис. 1),

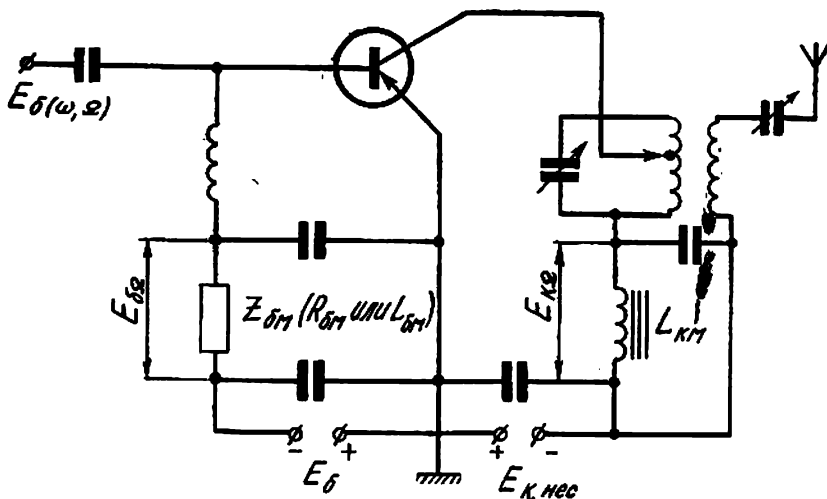


Рис. 1.

который обеспечивает АКМ за счет автоматически появляющегося на нем напряжения $E_{K\Omega}$ и элемент автосмещения $Z_{\delta M}$ (рис. 1) активное сопротивление $R_{\delta M}$ (или низкочастотный дроссель $L_{\delta M}$). С помощью $R_{\delta M}$ или $L_{\delta M}$ (чаще всего $R_{\delta M}$) в базовой цепи выходного каскада осуществляется автоматическая модуляция напряжением смещения $E_{\delta\Omega}$ противофазной огибающей промодулированного напряжения возбуждения

$$U_{\delta} = U_{\delta}(\omega, \Omega) = U_{m\delta}^* (1 + m_{\delta} \sin \Omega t) \cos \omega t = U_{m\delta} \cos \omega t, \quad (1)$$

где m_{δ} — глубина ПАМ предоконечного каскада.

Анализ физических процессов в выходном каскаде передатчика с АКМ показывает [4, 5], что при АКМ с автоматическим смещением форма модуляционной характеристики выходного каскада определяется в основном характером изменения коэффициента

$$\gamma_k = \frac{I_{mk1}}{I_{k0}} \quad (\text{рис. 2})$$

за период модуляции (здесь I_{mk1} — первая гармоника коллекторного тока, а I_{k0} — постоянная составляющая коллекторного тока) и что, следовательно, для обеспечения линейной модуляции необходимо так управлять режимом транзистора (ров) выходного каскада передатчика с АКМ, чтобы в первом приближении коэффициент λ_k изменялся линейно в зависимости от модулирую-

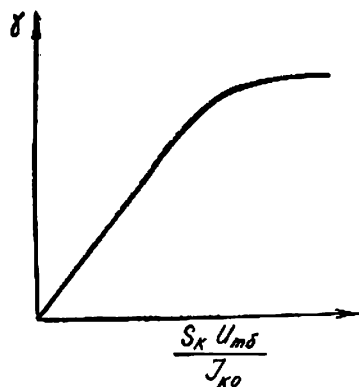


Рис. 2.

шего фактора, подчиняющегося закону $(m_0 \sin \Omega t)$,* т. е. необходимо иметь

$$\lambda_k = \lambda_{0k} (1 + m_k \cdot \sin \Omega t), \quad (2)$$

где λ_{0k} в общем случае зависит от глубины АКМ, т. е. m_k , а также и от глубины ПАМ, так как m_k пропорциональна последней, причем $m_k > m_0$ [4, 5]. Обычно $m_0 = \frac{m_k}{1,15 \div 1,35}$.

Способы изменения λ_k связаны с изменением высоты и формы импульсов коллекторного тока генераторного транзистора и, как нетрудно усмотреть, могут быть различными. Для АКМ важно лишь одно, чтобы они обеспечивали надлежащее изменение коэффициента λ_k внутри периода модуляции, т. е. линейный закон кривой (рис. 2).

Справедливость упомянутого требования можно обосновать, исходя в основном из двух следующих предпосылок:

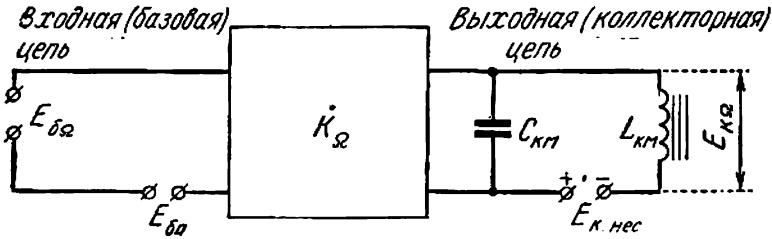


Рис. 3.

1) постоянная составляющая коллекторного тока $I_{к0}$ неизменна внутри периода модуляции, т. е. $I_{к0} = \text{пост.}$ при $m_k = \text{пост.}$;

2) коэффициент использования коллекторного напряжения $\xi_k = \frac{U_{mk}}{|E_k|}$ постоянен на протяжении модуляционной характеристики.

Действительно, из упрощенной принципиальной схемы АКМ (рис. 3) видно, что внутри периода модуляции ток $I_{к0}$ не может сколько-нибудь существенно изменяться, так как для переменной составляющей низкой частоты цепь, состоящая из последовательно соединенных генератора и дросселя $L_{км}$, представляет сопротивление, во много раз большее, чем для постоянной составляющей. Поэтому можно пренебречь переменной составляющей по сравнению с постоянной и считать

$$I_{к0} = I_{к0-} = \text{пост.} \quad (3)$$

Это положение при АКМ с глубиной $m_k = \text{пост.}$ подтверждается экспериментально, а при АКМ в выходном каскаде, использующем в качестве элемента автосмещения сопротивление $R_{\delta\alpha}$, ток $I_{к0}$ [4, 5] практически остается постоянным даже и в том случае, когда глубина АКМ изменяется от нуля до 95 ÷ 100%.

Поскольку, далее, каскад с АКМ подобно каскаду с коллекторной [2, 6] модуляцией на всем протяжении модуляционной характеристики должен работать в критическом или слабо перенапряженном режиме

* Подразумевается, что при АКМ с автоматическим смещением модулирующим фактором является промодулированное напряжение возбуждения $u_0(\omega, \Omega)$, определяемое выражением (1).

[4, 5], то величина коэффициента ξ_k не будет сильно отличаться от единицы и к тому же будет сохраняться практически постоянной.

Следовательно, исходя из этих двух предпосылок, можно утверждать, что в схеме АКМ (например рис. 3) имеют место следующие закономерности:

$$I_{mk1} = I_{k0} \quad \gamma_k = \gamma_k \quad I_{k0} \equiv \gamma_k; \quad (4)$$

$$|E_k| = \frac{U_{mk}}{\xi_k} = \frac{I_{mk1} R_s}{\xi_k} = \frac{I_{k0} R_s}{\xi_k} \cdot \gamma_k \equiv \gamma_k, \quad (5)$$

т. е., что первая гармоника коллекторного тока I_{mk1} и напряжение на коллекторе $|E_k|$ каскада с АКМ изменяются пропорционально γ_k (и, следовательно, по линейному закону, если γ_k изменяется линейно) и совпадают по фазе друг с другом.

Известно [2, 6], что при коллекторной модуляции ток I_{mk1} и напряжение $|E_k|$ изменяется точно так же, но постоянная составляющая коллекторного тока I_{k0} не остается постоянной, а изменяется в такт с модулирующим фактором, т. е. в фазе с изменением I_{mk1} и $|E_k|$. Очевидно, что из-за отсутствия мощного модулятора АКМ энергетически существенно выгоднее коллекторной модуляции [4].

Эквивалентная схема генератора с АКМ по низкой (модулирующей) частоте и амплитудно-частотные искажения при АКМ

а) Эквивалентная схема каскада АКМ для низких (модулирующих) частот и ее параметры. Если рассмотреть схему АКМ (например рис. 3) по низкой частоте, то можно установить, что между ней и дроссельным каскадом УНЧ на транзисторе имеет место существенная аналогия. Эта аналогия, как показано в [4], позволяя уяснить некоторые важные вопросы теории АКМ, имеет глубокий смысл.

Действительно, подобно тому, как это происходит при базовом детектировании (аналог сеточного детектирования), при АКМ на базе транзистора выходного каскада (рис. 3) за счет элемента автосмещения и детекторных свойств входного P — Π перехода выделяется низкочастотное напряжение $E_{6\Omega}$ ¹, соответствующее, но противофазное огибающей промодулированного высокочастотного напряжения возбуждения (1), подаваемого на базу с нагрузки предоконечного каскада.

Напряжение $E_{6\Omega}$ усиливается транзистором выходного каскада с АКМ так же, как оно усиливалось бы в транзисторном дроссельном УНЧ. Отличие этого низкочастотного усиления каскадом с АКМ от усиления дроссельным каскадом состоит в том, что при АКМ наличие напряжения высокой частоты на коллекторе транзистора влияет на величину и линейность его эквивалентных параметров по низкой (модулирующей) частоте. Эти параметры могут быть определены, исходя из физических свойств схемы каскада АКМ для низкой частоты.

Рассмотрим такую эквивалентную схему.

Поскольку в цепь базы каскада с АКМ, кроме высокочастотного напряжения, вводится (или в ней выделяется) низкочастотное напряжение $E_{6\Omega}$, а в коллекторную цепь включен дроссель АКМ — $L_{км}$, реаги-

¹ При некоторых способах осуществления АКМ напряжение низкой частоты $E_{6\Omega}$ подается извне, т. е. непосредственно во входную цепь каскада с АКМ, а в некоторых — оно состоит из протектированного и поданного извне [4].

рующий на токи низкой частоты, то схему генераторного каскада с АКМ (рис. 3) по низкой частоте можно представить в виде схемы, показанной на рис. 4, где $L_{км}$ — дроссель АКМ, а $C_{км}$ — суммарная емкость выходной (коллекторной) цепи, включающая в себя и междуэлектродную емкость $C_{кэ}$ транзистора схемы рис. 3.

Выходное внутреннее сопротивление транзистора для тока низкой частоты, согласно определению выходного сопротивления, находим через отношение изменения напряжения, прикладываемаемого к коллектору, к изменению коллекторного тока, т. е.

$$R_{i2} = \frac{|\Delta E_k|}{\Delta I_{к0}}$$

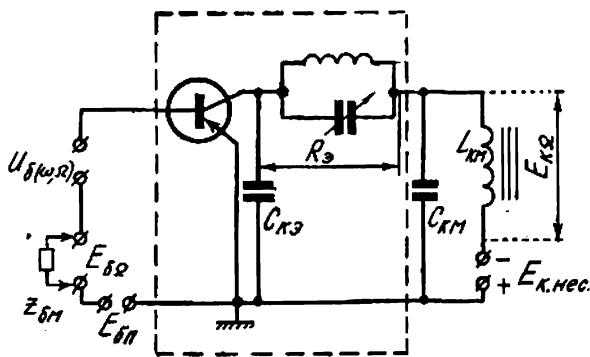


Рис. 4.

В нелинейных схемах значение R_{i2} может зависеть от режима работы, в частности от напряжений на электродах транзистора. При АКМ генератор работает в слабо перенапряженном (близком к критическому) режиме. В этом режиме при изменении коллекторного напряжения $|E_k|$ на величину $|\Delta E_k|$, т. е. при коллекторной модуляции генератора

возникает такое изменение постоянной составляющей коллекторного тока (см. [2]), что величину R_{i2} с достаточной точностью можно считать неизменной и равной отношению $|E_k|$ и $I_{к0}$ в несущем режиме, т. е.

$$R_{i2} = \frac{|\Delta E_k|}{\Delta I_{к0}} = \frac{|E_{к. нес}|}{I_{к0. нес}} \quad (6)$$

Таким образом, эквивалентную схему рис. 4 для тока низкой (модулирующей) частоты можно представить в более явном виде так, как показано на рис. 5.

Из схемы рис. 5 ясно, что нелинейные искажения при АКМ следует учитывать, считая нелинейным в процессе модуляции коэффициент усиления транзистора $\mu_3 = \frac{1}{D}$, где D — проницаемость транзистора по коллектору. Для тех модулирующих частот, на которых можно пренебречь влиянием проводимостей $L_{км}$ и $C_{км}$, мгновенное значение величины μ_3 для каждого данного режима или момента модуляции можно найти через отношение приращений коллекторного напряжения $|\Delta E_k|$ к соответствующему приращению базового напряжения $|\Delta E_b|$ при неизменном токе коллектора. Такими частотами, как нетрудно видеть из схемы рис. 5, очевидно будут являться средние частоты звукового диапазона.

Величина μ_3 обычно резко нелинейно зависит от напряжения смещения E_b базовой цепи транзистора и в меньшей степени от напряжения E_k [4].

Поскольку в эквивалентной схеме рис. 5 μ_3 и $E_{бз}$ входят только в виде произведения, то появляется возможность создания таких режи-

мов АКМ, при которых кривая напряжения $E_{6\Omega}$ в процессе модуляции искажается так, что произведение $\mu_3 \cdot E_{6\Omega}$ в целом остается линейно зависящим от исходного модулирующего фактора. В таких случаях можно условно считать, что напряжение $E_{6\Omega}$ является по-прежнему неискаженным, соответствующим исходному модулирующему фактору, а $\mu_3 = \text{пост.}$

Таким образом, специальные меры линеаризации модуляционной характеристики АКМ приводят к линеаризации (за период модуляции) параметров эквивалентной схемы рис. 5 и прежде всего к линеаризации μ_3 .

б) Амплитудно-частотные искажения при АКМ и расчет дросселя АКМ. В устройствах радиотелефонной связи, где может быть более эффективно применяться метод АКМ, чаще всего используется сравнительно небольшая полоса модулирующих звуковых частот. Обычно эта полоса захватывает область низших (частично) и средних звуковых частот.

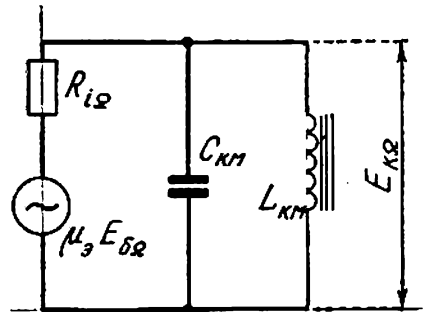


Рис. 5.

Очевидно, что при этих условиях в схеме АКМ наибольшие частотные искажения будут в области низших модулирующих частот передаваемого спектра, а анализ возможных искажений АКМ, свойственных области высших звуковых частот, из рассмотрения можно исключить вообще.

Учитывая вышеизложенное и используя эквивалентную схему рис. 5, были [4] исследованы амплитудно-частотные искажения в генераторном каскаде с АКМ.

В результате исследований было установлено, что пока транзистор каскада с АКМ по низкой частоте работает в «А» режиме, параметр

$$\mu_3 = \frac{\Delta E_K}{\Delta E_6} = \frac{E_{K\Omega}}{E_{6\Omega}} = K_{\text{нз}} = \text{пост.},$$

а модуляционная характеристика АКМ будет линейной. Однако при АКМ $\theta_k < 180^\circ$, а поэтому и для $E_{6\Omega}$ появляется угол отсечки $\theta_k < 180^\circ$. При этом $\mu_3 = \frac{E_{K\Omega}}{E_{6\Omega}} = \frac{E_{K\sim}}{E_{6\sim}}$ будет нелинейным, а величина параметра

$$R_{i\Omega} = \frac{|\Delta E_K|}{\Delta I_{\text{ко}}} = \frac{|E_{K, \text{нес.}}|}{I_{\text{ко. нес.}}}$$

увеличится до значения

$$R_{i\Omega}^{\Delta} = R_{i\Omega} \frac{1}{\beta_{\text{ок}}} = R_{i\Omega A} \frac{1}{\beta_{\text{ок}}}, \text{ где } \beta_{\text{ок}} < 1.$$

Для расчета амплитудно-частотных искажений, т. е. частотной характеристики каскада с АКМ может быть использована формула вида [4]

$$M_{\text{н}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_{L_{KMH}}}{R_{i\Omega A}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{n_{R_H}}\right)^2}}, \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
 \text{где} \quad X_{L_{\text{КМН}}} &= \Omega_{\text{н}} L_{\text{КМ}} = 2\pi F_{\text{н}} L_{\text{КМ}}; \\
 R_{i\Omega A} &= R_{i\Omega} = \frac{E_{\text{к. нес.}}}{I_{\text{ко. нес.}}}; \\
 \beta_{\text{ок}} &= \alpha_{\text{ок}} (1 - \cos \theta_{\text{к}}) = \varphi(\theta_{\text{к}}); \\
 n_{R_{\text{н}}} &= \frac{X_{L_{\text{КМН}}}}{R_{i\Omega A} \cdot \frac{1}{\beta_{\text{ок}}}} = \frac{X_{L_{\text{КМ}}}}{R_{i\Omega} \frac{1}{\beta_{\text{ок}}}} = \frac{X_{L_{\text{КМН}}}}{R_{i\Omega}^{\vee}} = \frac{X_{L_{\text{КМН}} \beta_{\text{ок}}}}{R_{i\Omega}} = \frac{X_{L_{\text{КМН}}}}{R_{i\Omega}};
 \end{aligned}$$

$F_{\text{н}}$ — низкая частота модуляции.

Кривые $M_{\text{н}} = \varphi(n_{R_{\text{н}}})$ представлены на рис. 6 для трех значений $\theta_{\text{к. макс}}$, равных 180° , 120° и 90° . При $\theta_{\text{к. макс}} = \theta_{\text{к}} = 180^\circ$ величина $\beta_{\text{ок}} = 1$. Из кривых рис. 6 замечаем, что при уменьшении угла отсечки $\theta_{\text{к}} = \theta_{\text{к. макс}}$ для сохранения постоянства $M_{\text{н}}$ следует увеличивать сопротивление $X_{L_{\text{КМН}}}$, т. е. увеличивать индуктивность дросселя АКМ, так как в противном случае значение $n_{R_{\text{н}}}$ окажется заниженным.

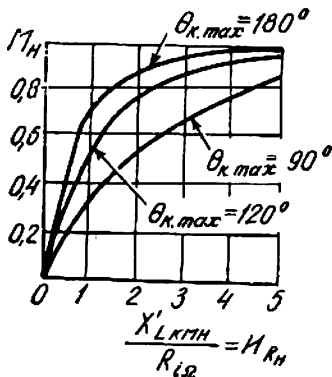


Рис. 6.

Теоретически и экспериментально установлено [4], что амплитудно-частотные искажения при АКМ с автоматическим смещением в диапазоне звуковых частот от 100—200 до 10 000 гц не будут превышать (1,0—1,5) дб, если сопротивление дросселя АКМ на низшей звуковой частоте ($X_{L_{\text{КМН}}}$) выбрать с учетом условий

Теоретически и экспериментально установлено [4], что амплитудно-частотные искажения при АКМ с автоматическим смещением в диапазоне звуковых частот от 100—200 до 10 000 гц не будут превышать (1,0—1,5) дб, если сопротивление дросселя АКМ на низшей звуковой частоте ($X_{L_{\text{КМН}}}$) выбрать с учетом условий

$$2 \leq \frac{X_{L_{\text{КМН}}}}{R_{i\Omega}} \leq 5. \quad (8)$$

Из последнего выражения получена следующая формула для расчета индуктивности дросселя АКМ:

$$L_{\text{КМ}} [\text{гн}] = \frac{(0,3 \div 0,8) |E_{\text{к. нес.}}| [b]}{F_{\text{н}} [\text{гц}] I_{\text{ко. нес.}} [a]} = \frac{0,3 \div 0,8}{F_{\text{н}} [\text{гц}]} R_{i\Omega} [\text{ом}], \quad (9)$$

где

$$|E_{\text{к. нес.}}| \leq \frac{|E_{\text{к. макс.}}|}{1 + m_{\text{к}}} \approx \frac{|E_{\text{к. доп.}}|}{1 + m_{\text{к}}}.$$

Из-за малого коллекторного напряжения и больших коллекторных токов транзисторов повышенной мощности индуктивность $L_{\text{КМ}}$ дросселя АКМ имеет во много раз меньшую величину, чем величина низкочастотного дросселя автоанодной модуляции (ААМ), свойственная маломощным ламповым передатчикам, а это в схемах АКМ транзисторных передатчиков практически снимает инерционность автомодуляции, свойственную большинству схем ААМ ламповых передатчиков.

В области высших звуковых частот главным источником искажений является конденсатор $C_{\text{КМ}}$ (рис. 5). В случае большой емкости $C_{\text{КМ}}$ коэффициент усиления высших звуковых частот может значительно уменьшаться, так как при этом шунтируется дроссель $L_{\text{КМ}}$.

При параллельной схеме питания коллекторной цепи, использующей блокировочный дроссель высокой частоты $L_{\text{бл}}$ (см. рис. 7), частотные

искажения АКМ в области высших звуковых частот будут зависеть и от величины блокировочного высокочастотного дросселя $L_{бл}$. Для снижения искажений АКМ желательно, чтобы

$$X_{L_{блв}} = \Omega_v \cdot L_{бл} \ll \left(\frac{1}{3} \div \frac{1}{5}\right) R_{гг}, \quad (10)$$

откуда с учетом (8) и (9) можно получить формулу

$$L_{бл} \cong \frac{L_{км}}{10} \cdot \frac{F_v}{F_n}, \quad (11)$$

где F_v — высшая частота модуляции.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для экспериментальной проверки основных теоретических положений, затронутых в настоящей статье, была выполнена установка, принципиальная схема которой представлена на рис. 7 (с указанием контролируемых и измеряемых величин, характеризующих данные режима и качество модуляции).

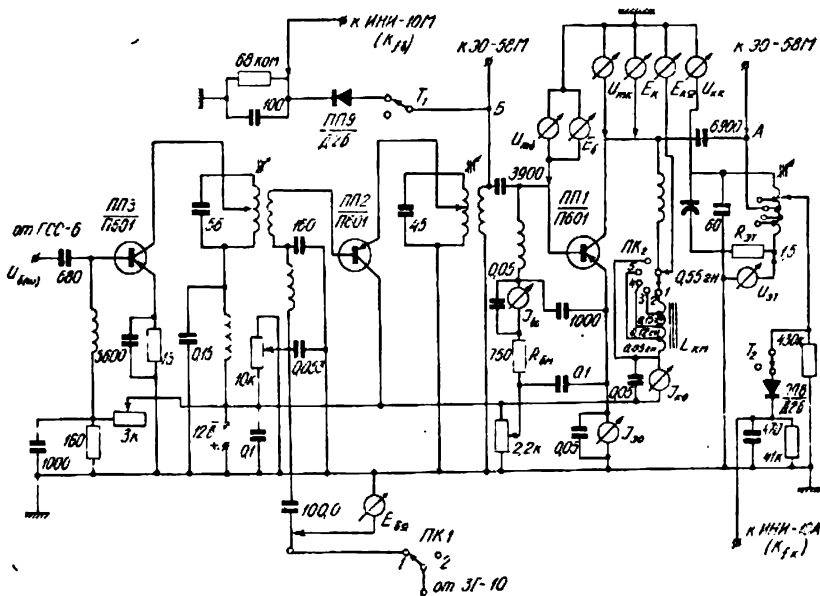


Рис. 7.

Выше отмечалось, что меры линейризации модуляционной характеристики АКМ приводят к линейризации параметров эквивалентной схемы рис. 5 и прежде всего к линейризации коэффициента μ_3 .

Указывалось, что величина μ_3 нелинейно зависит от напряжения смещения цепи базы транзистора.

С целью проверки и подтверждения этих положений на рис. 8 приведена зависимость $K_{f_k} = \varphi(m_k)$ для двух напряжений смещения E_0 несущего каскада с АКМ в несущем режиме, $f_{нес} = 3_{мгц}$ и $F_0 = 1000$ гц. Эти кривые показывают, что $K_{f_k} = \varphi(E_0) = \varphi(\mu_3)$, а для обеспечения $1/3 \cdot 10^*$

наименьших искажений АКМ (K_{f_k}) требуется обеспечивать оптимальное (с точки зрения величины K_{f_k}) напряжение смещения $E_{б. нес}$ в несущем

режиме и тем самым наибольшую линейность коэффициента μ_3 за период модуляции. Поскольку

$$\mu_3 = \frac{\Delta E_k}{\Delta E_0},$$

то линейность μ_3 зависит и от выбора величины напряжения $|E_{к. нес}|$, но в меньшей степени, чем от $|E_{б. нес}|$. Это подтверждается кривыми рис. 9. Установлено, что в процессе АКМ $\xi_k \cong \text{const.}$, а значение этого коэффициента при качественной АКМ обычно равно 0,94—0,98, т. е. близко к единице. При $\xi_k \rightarrow 1$ линейность АКМ повышается.

При экспериментальной проверке амплитудно-частотных искажений АКМ выходного каскада измерения проводились на частоте $f_{нес} = 3 \text{ мГц}$, а частота модуляции изменялась от 100 до 10 000 или 128 000 Гц . Индуктивность дросселя АКМ изменялась с помощью переключателя ПК2 от нуля (К. 3. $L_{км}$) до 0,55 Гн . На рис. 10 приведены кривые экспериментально снятых частотных характеристик $m_k = \varphi(F_2)$ АКМ с автоматическим смещением для индуктивности дросселя $L_{км} = 0,15 \text{ Гн}$ ($n_{RH} = n_{R100} = 1,9$) и 0,1 Гн ($n_{RH} = n_{R100} =$

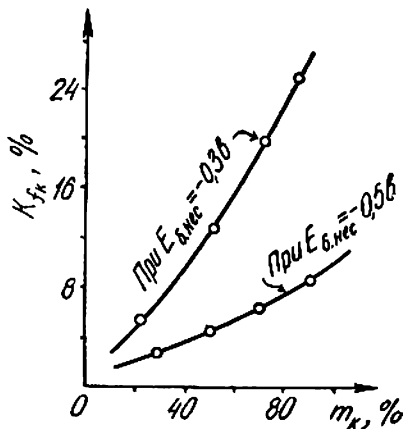


Рис. 8.

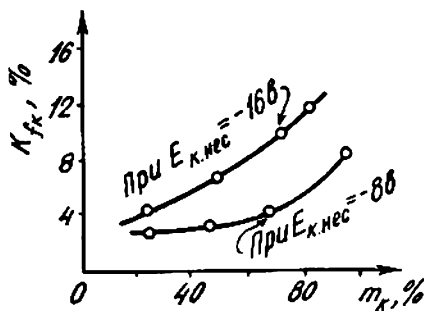


Рис. 9

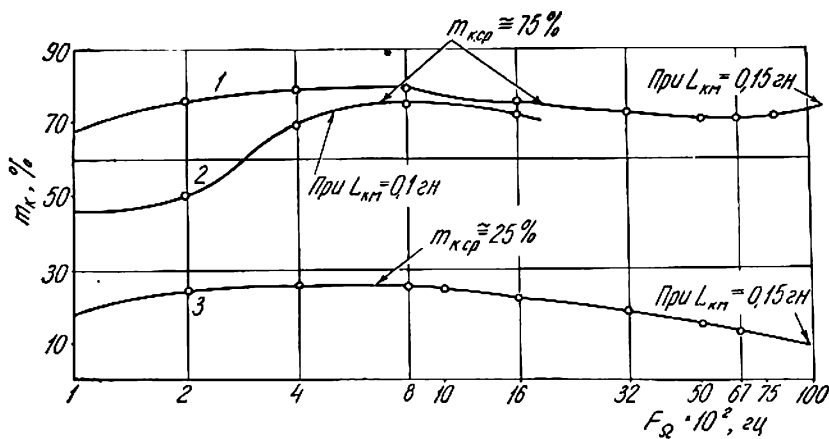


Рис. 10.

$= 1,08$) при глубине модуляции на частоте 1000 Гц $= m_{к. ср.} = 75\%$, а также и для $L_{км} = 0,15 \text{ Гн}$, но $m_{к. ср.} = 25\%$ (дроссель $L_{бл} = 700 \text{ мкГн}$ (рис. 71).

Поскольку при АКМ с сопротивлением автосмещения $R_{6M} I_{KO} = I_{KO} \text{ нес} = \text{пост.}$, то сопротивление $R_{i\Omega} = R_{i\Omega A}$, согласно (6), остается практически постоянным. В связи с этим можно полагать, что отношение величины сопротивления дросселя АКМ для низких частот к величине внутреннего сопротивления генератора с АКМ для этих же частот не зависит от глубины модуляции, т. е. на любой низшей звуковой частоте

$$n_{R_H} = \frac{X_{L_{KM}}}{R_{i\Omega}} \neq \varphi(m_K).$$

По теоретической формуле (7) можно найти, что при $n_{R_H} = n_{R_{100}} = 1,9$, $M_H = M_{100} = 0,89$, а при $n_{R_{200}} = 3,8$, $M_H = M_{200} = 0,92$. Из этого видно, что завал частотной характеристики АКМ при $n_{R_H} = 2 \div 4$ на частотах $F_{\Omega} = 100\text{--}200 \text{ гц}$ практически не превышает величины 1 дб.

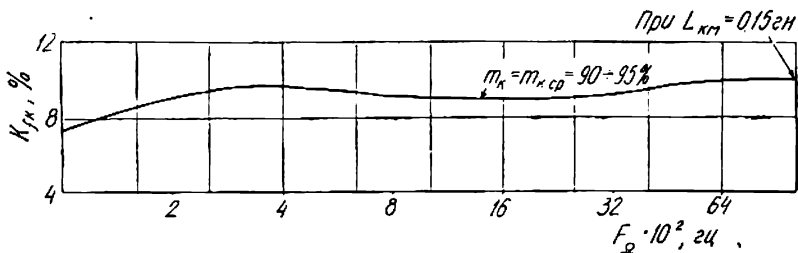


Рис. 11.

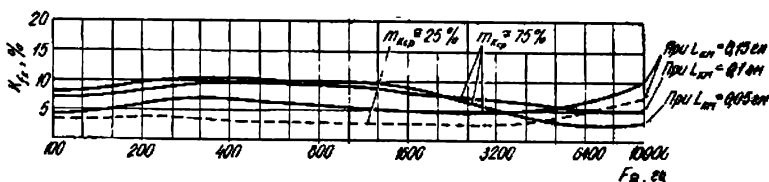


Рис. 12.

Кривые 1 и 3 (рис. 10), построенные для $L_{KM} = 0,15 \text{ гн}$ (и соответствующие $n_{R_{100}} = 1,9$) показывают, что экспериментальные частотные характеристики АКМ в области низших звуковых частот (100–200 гц) имеют завал порядка 1 дб, т. е. данные эксперимента хорошо совпадают с расчетными. Для частот 300–500 гц наблюдается подъем из-за появления собственного резонанса дросселя L_{KM} . При уменьшении индуктивности дросселя АКМ, например до $L_{KM} = 0,1 \text{ гн}$ (кривая 2 на рис. 10), завал в области низших звуковых частот, как и следовало ожидать, из-за снижения n_{R_H} увеличивается. Экспериментально установлено, что при $L_{KM} = 0,05 \text{ гн}$ частотная характеристика на низших частотах имеет еще больший завал, а в области средних звуковых частот она практически не имеет плоской верхней части.

Из рис. 11 видно, что нелинейные искажения при $L_{KM} = 0,15 \text{ гн}$ ($n_{R_{100}} \cong 2$) и $m_{K,CP} = 90 \div 95\%$ не превышают 10% в диапазоне от 100 гц до 10 кгц. С уменьшением индуктивности дросселя L_{KM} (рис. 12) нелинейные искажения на значительном участке указанной области частот увеличиваются.

Для экспериментальной проверки влияния величины блокировочного дросселя $L_{бл}$ параллельной схемы питания коллекторной цепи на амплитудно-частотные искажения при АКМ были сняты [4] частотные характеристики нелинейных искажений каскада с АКМ для случая, когда $L_{км} = 0,15 \text{ мкГн}$, а ранее используемая индуктивность $L_{бл}$, равная 700 мкГн , была снижена в два раза. При этом подтверждены соответствующие теоретические положения и справедливость формул (10), (11).

Из изложенного можно сделать следующие выводы:

1. В различного рода радиотелефонных транзисторных передатчиках с АКМ для получения требуемых [4] амплитудно-частотных характеристик [$M_n = \pm (1 \div 1,5) \text{ дБ}$] и обеспечения при $m_k \cong 95 \div 100\%$ допустимых нелинейных искажений [$K_{I_k} \leq 10\%$] необходимо выбором величины индуктивности дросселя АКМ ($L_{км}$) и выбором несущего режима выходного каскада с АКМ обеспечить на низшей частоте модуляции ($F_{\omega} = F_n = 100-300 \text{ Гц}$) выполнение условия (8).

2. Основной причиной нелинейных искажений при АКМ является нелинейность параметра μ_z (коэффициента усиления транзистора по низкой частоте), а поэтому ряд методов корреляции и снижения нелинейных искажений при АКМ практически можно свести к линейзации μ_z за период модуляции.

3. Предложенные в работе формулы и метод расчета индуктивности дросселя АКМ и амплитудно-частотных искажений при АКМ обеспечивают расчетные данные, хорошо совпадающие с данными экспериментов, и могут быть использованы при проектировании радиотелефонных транзисторных передатчиков с АКМ.

Автор выражает искреннюю благодарность Судаковой В. Д., Федоренковой В. С., Мусиенко В. И. и Барановой Н. В. за помощь, оказанную при выполнении экспериментов и подготовке статьи в печать.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. И. Судаков. Теория и расчет базовой модуляции смещением и возбуждением в полупроводниковых генераторах с внешним возбуждением. Научно-технический отчет. Рязанский радиотехнический институт, 1962.
2. Ю. И. Судаков. Теория и расчет простой и комбинированной коллекторной модуляции в полупроводниковых генераторах с внешним возбуждением. Научно-технический отчет. Рязанский радиотехнический институт, 1962.
3. Ю. И. Судаков. Авторское свидетельство по заявке № 786009/26—9 на «Способ автоколлекторной модуляции полупроводникового передатчика с принудительным смещением выходного каскада». Класс 21a⁴, 14₀₁. МПК НОЗс. Приоритет от 9/VII 1962 г.
4. Ю. И. Судаков. Исследование некоторых схем амплитудной модуляции транзисторных генераторов с внешним возбуждением. Автореф. канд. дисс., Рязань, РРТИ, 1963.
5. Ю. И. Судаков. Теоретическое и экспериментальное исследование автоколлекторной модуляции выходного каскада транзисторного передатчика. XX Всесоюзная научная сессия, посвященная Дню Радио. Секция передающих устройств. Тез. докладов и сообщений. М., Изд-во НТОРиЭ им. А. С. Попова, 1964.
6. С. М. Герасимов. Основы теории и расчета транзисторных схем, М., «Сов. радио», 1963.