

Параллельная анодно-экранная модуляция

Сергей Комаров (UA3ALW)

У амплитудной модуляции много недостатков. Плохая энергетика, подверженность эфирным помехам, прием АМ сигналов почти всегда сопровождается шипением, ..., поэтому в большинстве систем радиосвязи АМ уже давно заменили однополосной и частотной модуляцией. Однако, есть у АМ два достоинства, благодаря которым она до сих пор применяется в КСДВ и новещании, несмотря на безуспешные попытки цифровизации. Первое: для приема АМ сигнала требуется очень простой и дешевый приемник. В системах радиосвязи число радиоприемников, как правило, равно числу радиопередатчиков, и сложность построения, к примеру, однополосного приемника на фоне имеющегося в том же конструктиве радиостанции однополосного передатчика, роли не играет. Напротив, в радиовещании, где число приемников в миллионы раз превышает число передатчиков, простота приемника (и его цена) всецело определяет экономику отрасли и слушаемость передач. Второе: при падении уровня АМ сигнала вплоть до шумов, сохраняется не только разборчивость человеческой речи и ее естественность, но даже и узнаваемость музыкальных произведений. Оба этих достоинства пока не удалось превзойти ни одной иной системе модуляции в тех же диапазонах частот. Так что, АМ в радиозфире еще будет жить долго. Как, впрочем, и радиолампы в выходных каскадах мощных передатчиков! Транзисторы, увы, там себя чувствуют весьма неуютно.

Эффективное формирование АМ производится в выходном каскаде радиопередатчика с помощью изменения питающих напряжений на экранной сетке и аноде лампы. При этом, тракт формирования несущей, включая выходной каскад, может быть нелинейным (режимы класса В и С) или даже цифровым (режимы класса D, E, F). Такое построение передатчика делает его простым в производстве, поскольку цифровые схемы имеют 100%-ную повторяемость и не требуют регулировки (кроме E). К примеру, цифровой тракт маломощного АМ передатчика, предназначенный для средневолнового радиовещания, включая предвыходной каскад, был уже опубликован в нашем журнале¹. Линейное же усиление АМ сигнала, сформированного в возбuditеле на малом уровне (как это принято в однополосной модуляции) требует сложного в регулировке линейного тракта, снижает выходную мощность в 4 раза и КПД менее, чем до 20%. Если бы Ваш 100-ваттный SSB трансивер имел честную (а не усиленную в линейном тракте) АМ, то мощность сигнала в режиме несущей была бы 100 Вт, а на пике модуляции – 400 Вт. А так Вы довольствуетесь в лучшем случае средней мощностью 25 Вт и при этом трансивер потребляет от источника питания столько же, как при полной мощности в режиме SSB.

Собственно, изменение ВЧ составляющей первой гармоники анодного тока и, как следствие, напряжения на колебательном контуре, $U_{a1} = I_{a1} \cdot R_k$, производится путем изменения в такт с модуляцией напряжения на экранирующей сетке выходной радиолампы. Для того, чтобы при малых амплитудах выходного напряжения анод лампы не перегревался (для увеличения КПД), в такт с модуляцией, изменяют еще и напряжение питания анода, чтобы оно при любых значениях тока анода составляло бы 110 – 120% от ВЧ напряжения на контуре. В этом и состоит принцип анодно-экранной модуляции – АЭМ (Рис. 1).

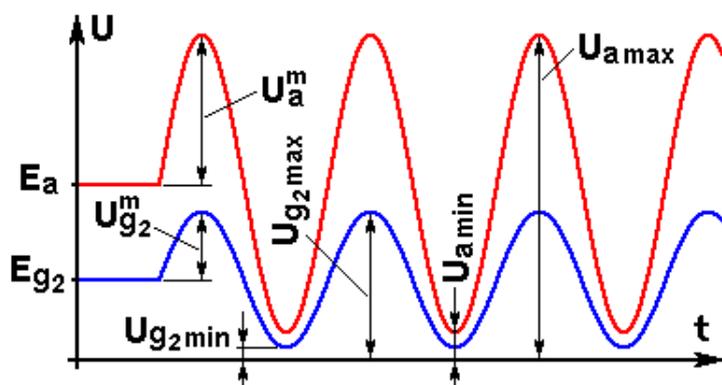


Рис. 1. Модулирующие напряжения при АЭМ.

В режиме молчания напряжения питания выходного каскада передатчика: E_a и E_{g2} .

При модуляции напряжения питания:

$$U_{a \min} = E_a - U_a^m \quad U_{g2 \min} = E_{g2} - U_{g2}^m$$

$$U_{a \max} = E_a + U_a^m \quad U_{g2 \max} = E_{g2} + U_{g2}^m$$

Мгновенное значение напряжения на экранной сетке должно быть всегда меньше, чем напряжение на аноде и сохранять постоянное соотношение с ним при любой глубине модуляции.

¹ С. Комаров, «Средневолновый радиовещательный синтезатор частоты», «Радио» 2012 № 9 и 10.

Есть и еще одно важное правило АЭМ: при любых значениях сигнала модуляции напряжение на экранирующей сетке лампы должно быть меньше анодного и сохранять то же соотношение с ним, что и при отсутствии модуляции. Это правило необходимо соблюсти схемотехнически, чтобы при работе передатчика его невозможно было бы нарушить, иначе лампа выходного каскада выйдет из строя по экранной сетке. Сетка просто расплавится.

Реализовать суммирование постоянных напряжений питания с переменными модулирующими можно, по крайней мере, двумя способами. Первый, наиболее простой, который сразу приходит в голову – соединить последовательно два источника напряжения – постоянного питающего E_a или E_{g2} и переменного сигнала модуляции U_a^m или U_{g2}^m , как это показано на рисунке 2. Все, вроде бы хорошо, кроме двух серьезных «НО». Первое: через источник модулирующего напряжения протекает постоянная составляющая анодного тока. Это означает, что выходной модуляционный трансформатор должен работать с подмагничиванием (и иметь почти в два раза большее сечение сердечника и немагнитный зазор), либо, чтобы скомпенсировать ток подмагничивания, выходной каскад модулятора должен быть однотактным, и работать в режиме класса А (Та еще печка!). Если мы говорим о мощностях в единицы ватт, то это технически вполне реализуемо. Если же передатчик должен иметь мощность в десятки и сотни ватт, то модуляционный трансформатор сильно разрастается в габаритах, и стоимости. Второе «НО»: Модуляционный трансформатор находится под высоким потенциалом анодного напряжения. Поэтому между его обмотками необходимо размещать высоковольтную изоляцию, что серьезно усложняет конструкцию трансформатора и повышает риск его пробоя. Как следствие, - такой трансформатор должен рассчитываться и изготавливаться индивидуально под каждый проектируемый передатчик и не может быть унифицирован по техническим и экономическим причинам. То есть, кажущаяся простота схемы оборачивается серьезными технологическими сложностями.

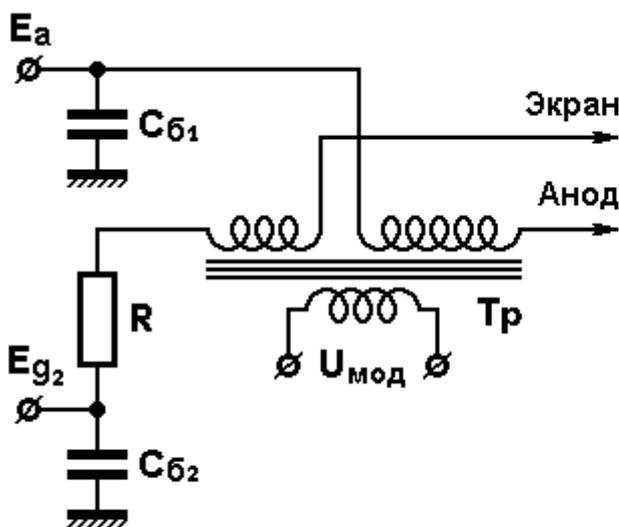


Рис. 2. Схема последовательного суммирования напряжений при АЭМ.

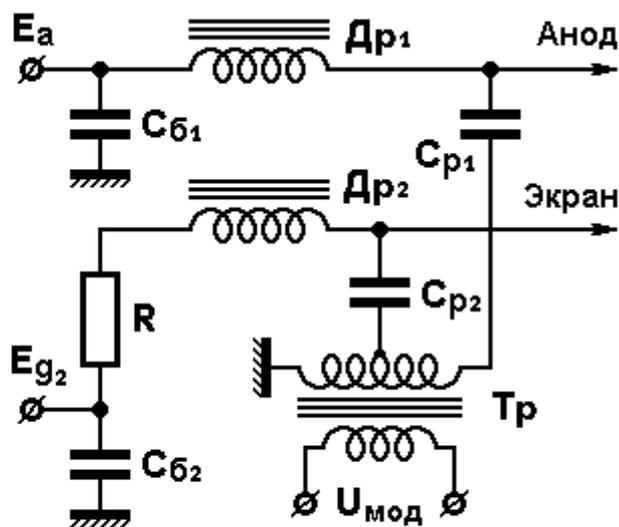


Рис. 3. Схема параллельного суммирования напряжений при АЭМ.

Однако, вспомнив второй закон Кирхгофа и сложение напряжений на общей нагрузке с помощью двух реактивных сопротивлений в цепи каждого источника, можно нарисовать схему параллельного суммирования (Рис. 3). Схема стала сложнее. В ней появились две дополнительные LC цепочки. Однако, модуляционный трансформатор уже находится под нулевым потенциалом и не имеет подмагничивания!!! То есть, в его качестве можно использовать стандартный выходной или даже силовой трансформатор, а не проектировать и мотать его самостоятельно. Неизбежное подмагничивание в индуктивностях ушло из трансформатора в низкочастотные дроссели, которые также существуют стандартные, и их тоже не надо мотать самостоятельно. Высокая разность потенциалов ушла в разделительные конденсаторы, что для них свойственно. Вот, так. Немного подумав, слегка усложнив схему, можно упростить ее реализацию и поднять надежность!

Обратим внимание на единственный резистор R в обеих схемах. У него двойное назначение. Первое – линеаризация модуляционной АЧХ за счет внесения активных потерь в LC цепи. Чтобы в схеме модуляции не было резонансных явлений, необходимо снизить добротность паразитных колебательных контуров до $Q = 1$ с помощью последовательного резистора, подключенного к

индуктивности в цепи экранной сетки, поскольку модуляция происходит именно здесь. Второе - это ограничение тока экранной сетки. Гасящее сопротивление автоматически понижает напряжение экранной сетки при увеличении ее тока, чем предохраняет лампу от выхода из строя.

Расчет элементов схемы. Исходные данные для расчета: полоса модулирующих частот, напряжения питания анода U_a , экранной сетки U_{g2} и токи потребления выходного каскада передатчика I_a и I_{g2} . Проведем расчет сразу на конкретном примере. Пусть $F_{min} = 50$ Гц, $F_{max} = 8000$ Гц (вещательная АМ, класс излучения 16K0A3EGN), напряжение питания анода будет 400 вольт, напряжение экранной сетки 175 вольт. Ток потребления по цепи анода 300 мА, по цепи экранной сетки 30 мА. Узнается пара ламп 6П45С в относительно легком режиме.

Цепь анода.

Эквивалентное сопротивление нагрузки модулятора по цепи анода:

$$R_a = U_a / I_a; \text{ или в числах: } R_a = 400 / 300 = 1,333 \text{ к}\Omega. \quad (1)$$

На нижней частоте модуляции F_{min} допустим завал АЧХ на 3 дБ. Стало быть, индуктивное сопротивление анодного модуляционного дросселя $X_{L_{др1}}$ должно быть не менее R_a . Поэтому:

$$L_{др1} = R_a / (2 \pi F_{min}) = 1333 / (2 * 3,14 * 50) = 4,24 \text{ Г. Примем с запасом } L_{др1} = 5 \text{ Г.} \quad (2)$$

Зададимся максимальным рабочим коэффициентом модуляции m . При $m = 100\%$ велика вероятность перемодуляции и искажений, поэтому будем считать, что максимальная рабочая глубина модуляции (при так называемом «синусном режиме» – настройка тоном) составляет 90%. Тогда: $U_a^m = U_a * m = 400 * 0,9 = 360$ вольт. (3)

Однако, поскольку минимальный пик-фактор (отношение модулирующего напряжения самого громкого звука к среднему уровню) для речи и музыки не бывает меньше, чем 3 (для концертов симфонической музыки пик фактор может достигать и 7), средняя глубина модуляции составит:

$$m_{cp} = m / q = 0,9 / 3 = 0,3 \text{ или } 30\% \quad (4)$$

Соответственно, среднее модулирующее напряжение в анодной цепи:

$$U_a^m_{cp} = U_a * m_{cp} = 400 * 0,3 = 120 \text{ вольт.} \quad (5)$$

Через дроссель $Др_1$ в рабочем режиме протекают два тока: постоянный 300 мА и переменный, определяемый средним модулирующим напряжением и реактивным сопротивлением дросселя на нижней частоте модуляции. При этом важно, чтобы при максимальном значении тока, дроссель бы не замагничивался. Поэтому считаем на пиковое напряжение модуляции при $m = 0,9$.

$$\text{Амплитуда тока } I_{др1\sim} = U_a^m / (2 \pi F_{min} L_{др1}) = 360 / (2 * 3,14 * 50 * 5) = 0,229 \text{ А.} \quad (6)$$

Выбор максимального значения тока дросселя, в отличие от схем сглаживающих фильтров, надо выбирать не по тепловому действию, а по максимальной амплитуде тока, чтобы дроссель не замагничивался на пиках сигнала модуляции. С учетом завала в 3 дБ на нижней рабочей частоте, значение тока, на которое должен быть рассчитан анодный дроссель, составит:

$$I_{др1} = I_a + I_{др1\sim} * m * 0,707 = 300 + 229 * 0,9 * 0,707 = 446 \text{ мА.} \quad (7)$$

По таблице стандартных низкочастотных дросселей серии «Д»² выбираем Д48-2,5-0,4. Его параметры: индуктивность 2,5 генри при рабочем токе 400 мА, активное сопротивление 54 Ω максимальное переменное напряжение частоты сети на обмотке, при максимальном рабочем токе, – 11 вольт (амплитуда – 15,6 В). Таким образом, пиковое значение тока для дросселя Д48 составит: $0,4 + 15,6 / (2 * 3,14 * 50 * 2,5) = 420$ мА. Превышение амплитуды тока над максимальным значением – 26 мА или 6,2%. То есть, на пике модуляции индукция в сердечнике составит не 1,6 Тесла, а на 6,2% больше, то есть, 1,7 Тесла. Область графика намагниченности для ленточных магнитопроводов 1,6 – 1,7 Тесла характеризуется уже значительной нелинейностью, хотя сердечник еще не входит в насыщение. Впрочем, если нижняя частота модуляции будет не 50 Гц, а на 6,2% выше, то есть, - 53 Гц (при прослушивании музыки с радиоприемника практически не заметно), то захода в нелинейную область не будет. Однако, во входном фильтре сигнала модуляции, перед подачей его на модулятор, необходимо будет предусмотреть дополнительный завал АЧХ на 6,2% на нижней рабочей частоте. Впрочем, можно выбрать дроссель с заведомо большим рабочим током, например, Д47-1,2-0,56 и соединить последовательно 4 штуки. Если же все-таки мы оставляем выбор на Д48-2,5-0,4, то для получения индуктивности в 5 Г включаем последовательно два таких дросселя. Падение напряжения анодного питания на активном сопротивлении составного дросселя (два Д48, включенных последовательно) составит:

$$U_{др1} = I_a * 2 * R_{др1} = 0,3 * 2 * 54 = 32,4 \text{ В.} \quad (8)$$

² С. Комаров «Малогобаритные низкочастотные дроссели серии Д», Радио 2011, № 5, стр. 41.

Таким образом, необходимое анодное напряжение с выхода выпрямителя с учетом потерь на дросселе составит: $E_a = U_a + U_{дp1} = 400 + 32,4 = 433 \text{ В}$. (9)

Разделительный конденсатор C_{p1} работает на параллельное соединение активного сопротивления цепи анода передатчика R_a и индуктивное сопротивление модуляционного дросселя $X_{Lдp1}$, модуль которого составляет:

$$Z_a = \sqrt{1/(1/R_a^2 + 1/X_{Lдp1}^2)} = \sqrt{1/(1/1333^2 + (2*3,14*50*5)^2)} = \sqrt{1/(1/1333^2 + 1/1571^2)} = 1016 \Omega. \quad (10)$$

На нижней частоте F_{min} реактивное сопротивление X_{Cp1} должно составлять не более 1/5 от Z_a .

$$\text{Таким образом: } C_{p1} = 5/(2 \pi F_{min} Z_a) = 5/(2*3,14*50*1016) = 15,7 \text{ мкФ}. \quad (11)$$

Применим стандартный номинал 20 мкФ на 600 В и тип конденсатора МБГО-2.

Блокировочный конденсатор $C_{б1}$, установленный в непосредственной близости от анодного дросселя, включен параллельно выходному конденсатору фильтра анодного выпрямителя. Поэтому, хотя его емкостное реактивное сопротивление и должно быть меньше Z_a в 20 – 50 раз, тем не менее, в модуляторе возможно его установить минимальной емкости, например, равным C_{p1} , а остальную часть емкости возьмет на себя выходной конденсатор фильтра выпрямителя E_a . Главное, чтобы их общая емкость не была бы меньше чем

$$C_{бобщ} = (20 \dots 50)/(2 \pi F_{min} Z_a) = (20 \dots 50)/(2*3,14*50*1016) = (63 \dots 157) \text{ мкФ}. \quad (12)$$

То есть, если в качестве $C_{б1}$ установить конденсатор 20 мкФ, а на выходе выпрямителя будут, к примеру, установлены два последовательно соединенных электролитических конденсатора по 150 мкФ с общей емкостью в 75 мкФ, то все получится как нельзя лучше. Ну, или можно найти 50 или 100 мкФ на 600 вольт из более современных типов, например К75-40б.

Мощность, отдаваемая модулятором в анодную цепь передатчика при $m = 90\%$ с учетом потерь в активном сопротивлении составного модуляционного дросселя:

$$P_m^a = U_a^2 m^2 / (2 * R_a) + (I_{дp1} \sim / q)^2 * 2 * R_{дp1} = 360^2 / (2 * 1333) + (0,054 / 2)^2 * 2 * 54 = 48,6 + 3,5 = 52,1 \text{ Вт}. \quad (13)$$

При $m = 1$ эта мощность составила бы 64 Вт, а при $m = 0,3$ потребуется лишь 5,7 Вт.

Цепь экранной сетки.

Для линейности модуляции необходимо выдержать на нижнем пике (при минимальных напряжениях $U_{a_{min}}$ и $U_{g2_{min}}$) такое же соотношение напряжений, как и в режиме покоя.

$$\text{То есть, } U_a / U_{g2} = U_{a_{min}} / U_{g2_{min}} = 400 / 175 = 2,29 \quad (14)$$

$$\text{При } m = 0,9 \text{ минимальное напряжение на аноде } U_{a_{min}} = U_a - U_a^m = 400 - 360 = 40 \text{ вольт}. \quad (15)$$

Стало быть, минимальное напряжение на экранной сетке при 90% модуляции должно быть:

$$U_{g2_{min}} = U_{a_{min}} / 2,29 = 40 / 2,29 = 17,5 \text{ В}. \quad (16)$$

Таким образом,

$$U_{g2}^m = U_{g2} - U_{g2_{min}} = 175 - 17,5 = 157,5 \text{ В, а эффективное значение } 111,4 \text{ В}. \quad (17)$$

Поскольку нагрузка модуляционного трансформатора по цепи экранной сетки мизерна по сравнению с анодной цепью (мощность, в десятки раз меньше), расчет будет отличаться от анодной цепи модуляции. Будем выбирать параметры цепи экранной сетки исходя из общей нагрузки модуляционного трансформатора. Эквивалентное сопротивление нагрузки модулятора по цепи экранной сетки, пересчитанное из анодной цепи составит:

$$R_{g2э} = R_a / (U_a / U_{g2})^2 = 1333 / 2,29^2 = 254 \Omega; \quad (18)$$

Это сопротивление определяет необходимое индуктивное сопротивление дросселя, которое, будучи включенным параллельно цепи экранной сетки, не должно оказывать влияния на АЧХ цепи, то есть, должно быть, как минимум, в 5 раз больше исходного:

$$L_{дp2} = 5 R_{g2э} / (2 \pi F_{min}) = 5 * 254 / (2 * 3,14 * 50) = 4,04 \text{ Г}. \text{ Стандартное значение } 5 \text{ Г}. \quad (19)$$

Индуктивное сопротивление дросселя на нижней частоте модуляции составит:

$$X_{Lдp2} = 2 \pi F_{min} L_{дp2} = 2 * 3,14 * 50 * 5 = 1571 \Omega. \quad (20)$$

$$\text{Сопротивление цепи экранной сетки } R_{g2} = U_{g2} / I_{g2} = 175 / 30 = 5,833 \text{ к}\Omega. \quad (21)$$

Наглядно видно, что $R_{g2} \gg R_{g2э}$, ($5833 \gg 254$) и по цепи экранной сетки модуляционный трансформатор работает практически на холостом ходу.

Сопротивление R_{g2} определяет мощность, потребляемую от модулятора экранной сеткой:

$$P_m^{g2} = U_{g2}^2 m^2 / (2 * R_{g2}) = 157,5^2 / (2 * 5833) = 2,1 \text{ Вт}. \quad (22)$$

$$\text{Аналогично, для } m = 1; P_m^{g2} = 2,65 \text{ Вт, а для } m = 0,3; P_m^{g2} = 0,24 \text{ Вт}. \quad (23)$$

Для ограничения тока экранной сетки (защита лампы при рассогласовании нагрузки), а также предотвращения резонансных явлений в цепи модуляции, необходимо подключить к дросселю

последовательное сопротивление со значением равным $X_{L_{др2}}$ или большее. При $R = X_{L_{др2}}$ модуль полного сопротивления полученной RL цепи составит: $Z_{g2} = X_{L_{др2}} * \sqrt{2} = 2222 \Omega$ (24)

Соответственно, амплитуда переменного модулирующего тока в RL цепи составит:

$$I_{др2} \sim (U_{g2}^m \cdot m) / Z_{g2} = (157,5 * 0,9) / 2222 = 0,064 \text{ А.} \quad (25)$$

$$\text{А пиковый ток через дроссель составит } I_{др2} = I_{g2} + I_{др2} \sim = 30 + 64 = 94 \text{ мА.} \quad (26)$$

Выбираем стандартный дроссель Д22-5-0,1. Его параметры: индуктивность 5 генри при рабочем токе 100 мА, активное сопротивление 326 Ω при последовательном соединении обмоток.

Поскольку Д22-5-0,1 уже имеет собственное активное сопротивление обмотки 326 Ω , добавить надо $R = X_{L_{др2}} - R_{др2} = 1571 - 326 = 1245 \Omega$. (27)

Стандартный больший номинал 1,3 к Ω .

Разделительный конденсатор C_{p2} работает на параллельное соединение комплексного сопротивления цепи дросселя $Z_{g2} = 2,222 \text{ к}\Omega$ (фаза $\varphi = 45^\circ$) и активного сопротивления экранной сетки $R_{g2} = 5,833 \text{ к}\Omega$, модуль общего сопротивления которых с учетом фазы составляет:

$$Z_{g2R_{g2}} = \sqrt{1 / [(1/R_{g2} + \cos \varphi / Z_{g2})^2 + (\sin \varphi / Z_{g2})^2]} = \sqrt{1 / [(1 / 5,833 + 0,707 / 2,222)^2 + (0,707 / 2,222)^2]} = \sqrt{1 / (0,24 + 0,1)} = 1,715 \text{ к}\Omega \quad (28)$$

На нижней частоте F_{min} реактивное сопротивление $X_{C_{p2}}$ должно составлять не более 1/5 от $Z_{g2R_{g2}}$. Таким образом: $C_{p2} = 5 / (2 \pi F_{min} Z_{g2R_{g2}}) = 5 / (2 * 3,14 * 50 * 1715) = 9,3 \text{ мкФ.}$ (29)

Применим стандартный номинал 10 мкФ на 300 В и тип конденсатора МБГО-2.

Блокировочный конденсатор $C_{б2}$, установленный в непосредственной близости от резистора R, включен параллельно выходному конденсатору фильтра экранного выпрямителя. Поэтому, хотя его емкостное реактивное сопротивление и должно быть меньше Z_{g2} в 20 – 50 раз, тем не менее, в модуляторе возможно его установить минимальной емкости, например, равным C_{p2} , а остальную часть емкости возьмет на себя выходной конденсатор фильтра выпрямителя E_{g2} . Главное, чтобы их общая емкость не была бы меньше чем

$$C_{бобщ} = (20 \dots 50) / (2 \pi F_{min} Z_{g2}) = (20 \dots 50) / (2 * 3,14 * 50 * 2222) = (29 \dots 72) \text{ мкФ.} \quad (30)$$

То есть, если в качестве $C_{б2}$ установить конденсатор 10 мкФ, а на выходе выпрямителя будет, к примеру, установлен конденсатор 47 мкФ, то все получится как нельзя лучше. Ну, или, если не нравятся электролиты, можно поставить конденсатор 30 мкФ на 300 вольт МБГО-2.

При проектировании конкретной схемы эти расчетные соотношения являются справочными, которые нельзя нарушать, реализация же схемы может быть различной в зависимости от типа примененного силового трансформатора и схемы выпрямителя. При расчете сглаживающих фильтров для обеспечения нужного коэффициента пульсаций, емкости конденсаторов могут оказаться большими, чем рассчитанные, и тогда их надо установить соответственно большими.

При $m = 0,9$ (и при нижней частоте модуляции 50 Гц) потери мощности модулятора на активном сопротивлении цепи составят:

$$P_{R_{др2}} = I_{др2}^2 * (R + R_{др2}) = 0,064^2 * (1300 + 326) / 2 = 3,33 \text{ Вт.} \quad (31)$$

$$\text{При } m = 1 \quad P_{R_{др2}} = 4,1 \text{ Вт и при } m = 0,3; \quad P_{R_{др2}} = 0,37 \text{ Вт.} \quad (32)$$

$$\text{Причем, } 0,064^2 * 1300 = 2,66 \text{ Вт при } m = 0,9; \quad 3,29 \text{ Вт при } m = 1; \quad 0,3 \text{ Вт при } m = 0,3 \quad (33)$$

из них будут рассеиваться на резисторе R при частоте модуляции 50 Гц.

Мощность, отдаваемая модулятором в цепь экранной сетки при глубине модуляции 90% и синусном режиме ($q = 1$):

$$P_m^{g2R_{др2}} = P_m^{g2} + P_{R_{др2}} = 2,1 + 3,33 = 5,43 \text{ Вт.} \quad (34)$$

Полная мощность модулятора при глубине модуляции 90% и $q = 1$ составит:

$$P_m = P_m^a + P_m^{g2R_{др2}} = 52,1 + 5,43 = 57,5 \text{ Вт.} \quad (35)$$

Для 100% синусной модуляции на частоте 50 Гц мощность модулятора потребуется

$$P_m = 64 + 2,65 + 4,1 = 70,8 \text{ Вт.} \quad (36)$$

С увеличением частоты мощность потерь на резисторе R будет падать линейно.

При штатной работе передатчика на разговорных и музыкальных программах ($q = 3$) от модулятора потребуется мощность: $5,7 + 0,24 + 0,3 = 6,24 \text{ Вт.}$

И с учетом КПД модуляционного трансформатора – 6,9 Вт.

Здесь стоит обратить внимание на квадратичную зависимость мощности модулятора от глубины модуляции. Бросается в глаза 10-и кратная разница средней мощности модуляции при штатной работе на реальном музыкально-разговорном сигнале – 6,9 Вт и при синусном режиме и 100% модуляции более 70 Вт. Поэтому к модулятору АМ передатчика не предъявляется требование обеспечения максимальной долговременной мощности в синусном режиме. Главное, чтобы на пиках сигнала модуляции он мог обеспечить амплитуду выходного напряжения равную

напряжению анодного питания выходного каскада. Для АЭМ подойдет почти любой модулятор относительно малой мощности (в районе 20 - 60 Вт), способный выдать максимальное напряжение модуляции, и устойчивый к кратковременным перегрузкам по току. В таком режиме очень хорошо могут работать транзисторные и особенно ламповые УМЗЧ с трансформаторным выходом. Схемы интегральных УМЗЧ с бестрансформаторным выходом, увы, не обеспечивают пиков напряжений при меньшей мощности, и при их использовании микросхема УМЗЧ должна быть рассчитана на максимальную мощность модулятора, то есть, на 80 Вт с учетом КПД модуляционного трансформатора.

Падение постоянного напряжения питания экранной сетки на активном сопротивлении дросселя $R_{дp2}$ и добавочном резисторе R составит:

$$U_{R_{дp2}} = I_{g2} * (R + R_{дp2}) = 0,03 * (1300 + 326) = 49 \text{ В.} \quad (37)$$

И напряжение питания цепи экранной сетки на выходе выпрямителя должно быть:

$$E_{g2} = U_{g2} + U_{R_{дp2}} = 175 + 49 = 224 \text{ вольт.} \quad (38)$$

Мощность постоянного тока, рассеиваемая резистором R , составит:

$$I_{g2}^2 * R = 0,03^2 * 1300 = 0,9 \text{ Вт.} \quad (39)$$

Учитывая, что на нем еще рассеивается и часть мощности модулятора, при $m = 0,3$ общая рассеиваемая мощность на резисторе R составит:

$$P_R = I_{дp2}^2 * R + I_{g2}^2 * R = 0,3 + 0,9 = 1,2 \text{ Вт.} \quad (40)$$

Однако, при 90%-ной модуляции на частоте 50 Гц, на этом резисторе будет рассеиваться мощность $P_R^{90} = 0,3 + 3,29 = 3,6 \text{ Вт.}$ (41)

Выбираем с большим запасом два резистора мощностью 2 Вт и номиналом в 2,7 кΩ, соединенные параллельно. Типономинал: МЛТ или С2-23 – 2 Вт – 2,7 кΩ ± 5%.

Поскольку номинал 1,35 кΩ получился отличный от расчетного 1,3 кΩ, то при необходимо пересчитать напряжение питания цепи экранной сетки:

$$U_{R_{дp2}} = I_{g2} * (R + R_{дp2}) = 0,03 * (1350 + 326) = 50,3 \text{ В.} \quad (42)$$

$$E_{g2} = U_{g2} + U_{R_{дp2}} = 175 + 50 = 225 \text{ вольт.} \quad (43)$$

На нижней частоте модуляции 50 Гц на пиках, достигающих 100%, на составном резисторе будет рассеиваться мощность в 4,2 Вт, но поскольку этот режим не является штатным и практически недостижимым в эксплуатации передатчика, то такие кратковременные всплески для двух резисторов по 2 ватта при средней мощности, не превышающей 1,2 Вт, вполне допустимы.

Модуляционный трансформатор. Должен сохранять линейность передаточной характеристики во всем диапазоне модулирующих напряжений. В номинальном режиме (при коэффициенте модуляции 90%) он должен иметь на анодной обмотке амплитуду напряжения 360 вольт, а на экранной обмотке (части анодной до отвода) амплитуду напряжения 157,5 вольт. При этом, желательно, чтобы трансформатор допускал бы 10% перегрузку по напряжению на пиках модуляции до 100%.

Пересчитаем эти напряжения в эффективные. Получим 254,6 В и 111,4 В.

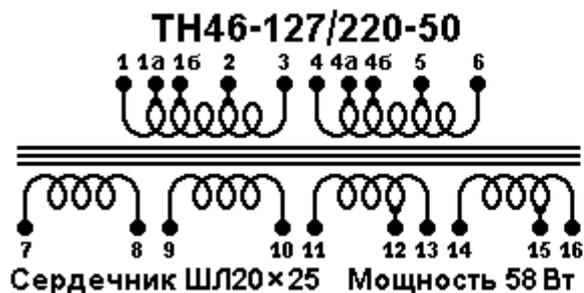
Исследуя параметры стандартных трансформаторов, выпускаемых нашей промышленностью, бросается в глаза очень точное совпадение с рассчитанными значениями напряжений сетевых обмоток у силовых трансформаторов серии ТАН и ТН. Две сетевые обмотки, имеющиеся у этих трансформаторов, рассчитаны на напряжение 127 вольт и имеют отвод на 110 вольт.

Включив обе обмотки последовательно, получаем напряжение 254 вольта, и с отвода одной обмотки – 110 вольт. Полагаю совпадение очень точное! Впрочем, трансформаторы ТН имеют на сетевой обмотке дополнительные отводы, что позволяет точно подобрать соотношение анодного и экранного модулирующих напряжений и для других типов радиоламп.

Теперь с мощностью. Поскольку синусный режим при 90% модуляции является штатным, трансформатор обязан обеспечить передачу мощности 58,2 Вт.

Выбираем в качестве модуляционного стандартный силовой трансформатор ТН46-127/220-50. Поскольку трансформаторы обратимы, мы будем его использовать «с выхода на вход».

Его параметры (Рис. 4):



Первичные обмотки				Вторичные обмотки		
Выводы		U, В	I, А	Выводы	U, В	I, А
1 - 1a	4 - 4a	3,2	0,32	7 - 8	6,3	2,3
1 - 16	4 - 46	6,3	0,32	9 - 10	6,3	2,3
1 - 2	4 - 5	110	0,32	11 - 12	5	2,3
1 - 3	4 - 6	127	0,32	11 - 13	6,3	2,3
				14 - 15	5	2,3
				14 - 16	6,3	2,3

Поскольку долговременные нормируемые отклонения сетевого напряжения могут составлять $\pm 10\%$ от номинала, то силовой трансформатор рассчитан не только на 10-процентную перегрузку, но и на штатную эксплуатацию при напряжении на 10% большем, чем номинальное. И модулятор с таким трансформатором легко обеспечит 100%-ную модуляцию на нижней рабочей частоте 50 Гц. Соединив шестивольтовые обмотки модуляционного трансформатора последовательно, получим, что при коэффициенте модуляции $m = 0,9$, мощности модулятора $P_m = 58$ Вт и номинальном напряжении четырех обмоток $U_m = 25,2$ вольта, входное сопротивление цепи сигнала модуляции по переменному току составит: $R_m = U_m^2 / P_m = 25,2^2 / 58 = 11 \Omega$. (44)

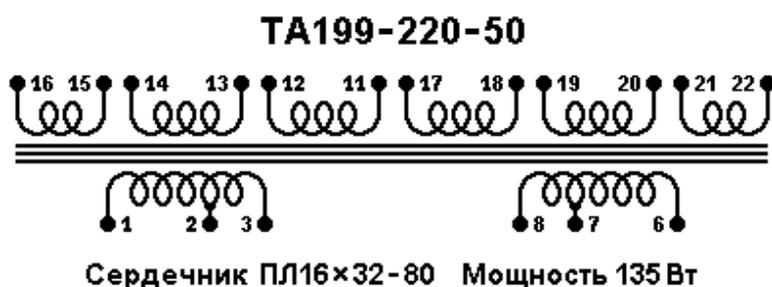
Иными словами, если у Вас есть обычный бытовой УМЗЧ, мощностью 30 – 80 Вт, который на колонке сопротивлением 8, 12 или 16 Ω , может развивать напряжение в 24 – 28 вольт, то Вы можете использовать его в качестве модулятора для Вашего АМ передатчика.

Опубликованные мной в журнале РАДИО с 2005 по 2008 многочисленные схемы двухтактных ламповых УМЗЧ с трансформаторами ТАН и ТН, есть ни что иное, как предваряющие публикации модуляторов с приятным, ламповым, звучанием для маломощных радиовещательных АМ передатчиков. В них лишь нужно ввести коррекцию АЧХ, чтобы завал в 3 дБ наблюдался бы на верхней частоте модуляции $F_{max} = 7,5 \dots 8$ кГц, и на частоту 9 кГц установить режекторный фильтр с подавлением не менее 40 дБ для обеспечения класса излучения 16K0A3EGN в соответствии с международным Регламентом Радиосвязи. А опубликованный в разделе «Для начинающих» ламповый УМЗЧ на 6Н23П и 6П43П³ - это модулятор для 25-и ваттного вещательного передатчика начинающего индивидуального радиовещателя, проверенный на двух сотнях студентов и доступный для изготовления даже первокурснику гуманитарного ВУЗ-а.

Источник питания в нашем примере расчета должен выдавать анодное напряжение 433 вольта при токе 300 мА и экранное питающее напряжение 200 вольт при токе в 30 мА. Дроссели в сглаживающих фильтрах выпрямителя используем те же самые, что и в схеме модуляции: Д48-2,5-0,4 и Д22-5-0,1.

Расчет выпрямителя и сглаживающих фильтров, приводится в справочниках радиолюбителя.

В качестве силового трансформатора применяем стандартный ТА199-220-50 (Рис. 5):

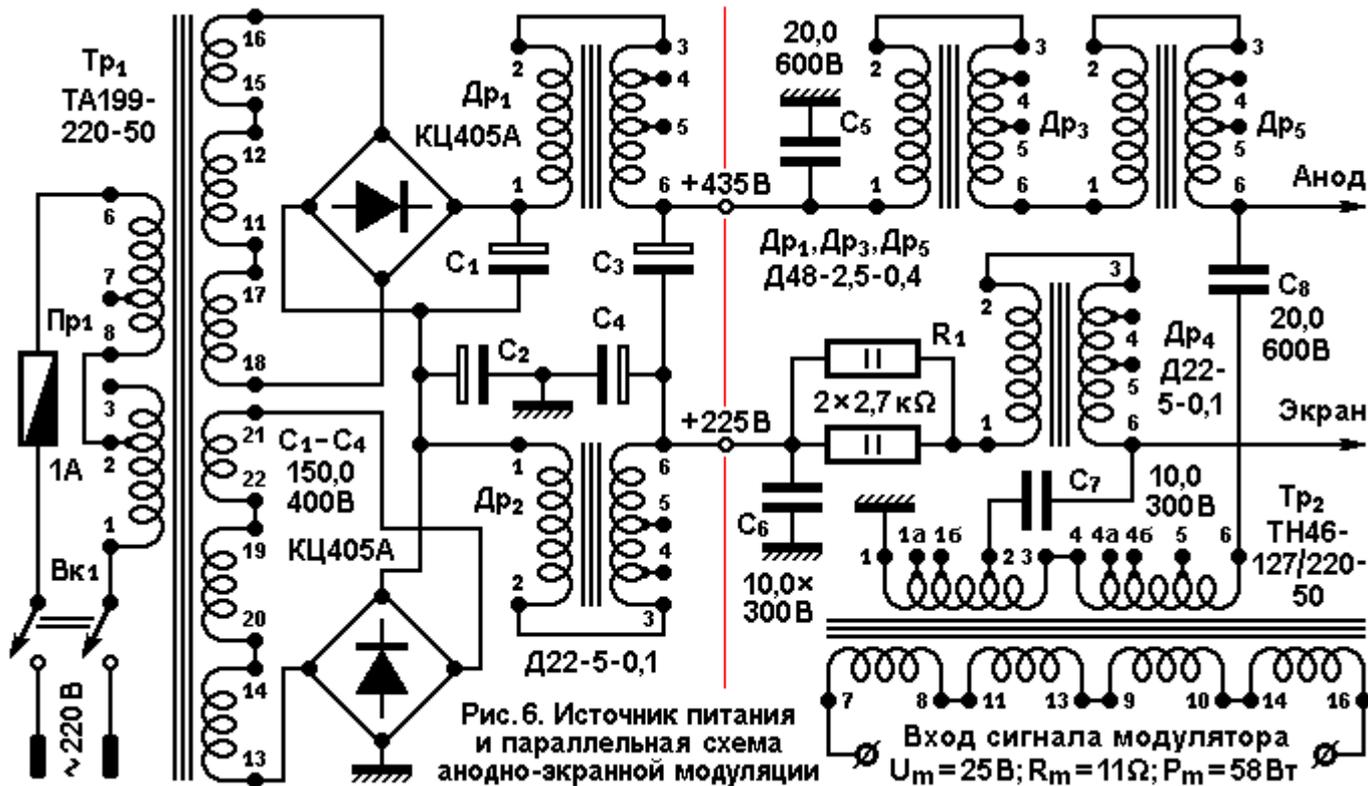


Первичные обмотки			Вторичные обмотки		
Выводы	U, В	I, А	Выводы	U, В	I, А
1 - 2	100	0,715	11 - 12	80	0,34
1 - 3	120	0,715	13 - 14	80	0,4
6 - 7	100	0,715	15 - 16	20	0,4
6 - 8	120	0,715	17 - 18	80	0,34
			19 - 20	80	0,4
			21 - 22	20	0,4

Поскольку имеющийся трансформатор имеет шесть обмоток с напряжениями 80 и 20 вольт, то есть возможность использовать два мостовых выпрямителя, отдельно для экранного напряжения E_{g2} и добавить к нему выпрямленное напряжение с оставшихся обмоток для получения номинала анодного E_a , таким образом, снизив рабочие напряжения на выпрямителях и сглаживающих фильтрах, что очень удобно. При этом соотношение питающих напряжений E_a и E_{g2} получается автоматически за счет включения обмоток трансформатора и будет сохраняться при любых колебаниях напряжения электросети. Так, что данная схема не требует стабилизации напряжений.

Нарисуем полную схему:

³ С. Комаров «Двухтактный оконечный усилитель на 6Н23П и 6П43П», Радио 2008, № 8, 9, 10.



Накальные напряжения и напряжения смещения следует подавать на лампы выходного каскада передатчика от отдельного трансформатора и включать его на одну-две минуты раньше, до подачи анодного и экранного напряжений.

Чистого эфира!