
АДАПТИВНОЕ ДИНАМИЧЕСКОЕ ПОДМАГНИЧИВАНИЕ

Н. Сухов

В истории магнитной звукозаписи можно выделить несколько этапов, каждый из которых соответствует скачкообразному изменению качества записи. Первые попытки осуществлялись путем подачи в магнитную головку тока, соответствующего звуковому сигналу. Искажения, вызываемые при таком способе записи нелинейностью кривой намагничивания (петли гистерезиса) магнитной ленты, были значительно снижены на следующем этапе смещением сигнала записи с сигналом постоянного тока, носящего название подмагничивающего. Благодаря этому начальный уровень напряженности поля магнитной головки записи (ГЗ) выводится на середину одного из линейных участков петли гистерезиса.

Высокий уровень собственных шумов паузы, характерный для записи с подмагничиванием постоянным полем, был устранен на третьем этапе развития техники магнитной звукозаписи, когда в качестве подмагничивающего был предложен сигнал переменного тока фиксированной амплитуды и частотой, в несколько раз превышающей верхнюю граничную частоту сигнала записи.

Вторую половину 80-х годов можно считать началом четвертого этапа развития аналоговой магнитной звукозаписи, для которого характерно развитие различных систем динамического подмагничивания (СДП) [1—5]. Эти системы обеспечивают расширение динамического диапазона посредством амплитудной модуляции сигнала высокочастотного подмагничивания по тому или иному закону в зависимости от спектрального состава и уровня сигнала записи. Действие всех разновидностей СДП направлено на преодоление противоречия условий оптимальной записи высокочастотных и низкочастотных сигналов, обуслов-

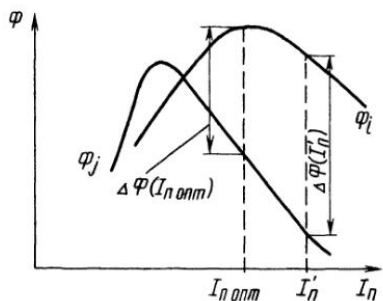


Рис. 1. Зависимости потока Φ короткого замыкания от тока высокочастотного подмагничивания

понижают подмагничивание

при появлении ВЧ составляющих.

Практическое применение нашли СДП второго типа, поскольку они обеспечивают более высокую линейность записи как при малых, так и при больших уровнях записи. К сожалению, характеристики регулирования тока подмагничивания в зависимости от частоты и уровня сигнала записи для всех видов СДП основаны в лучшем случае на результатах, полученных эмпирически для нескольких фиксированных частот и уровней записи. Предсказать же поведение СДП в условиях реального сигнала записи с множеством динамично изменяющихся составляющих в разных частотных областях звукового диапазона практически невозможно. В то же время хорошо известно, что любое изменение уровня подмагничивания затрагивает целый ряд характеристик магнитной ленты — не только ее АЧХ, но и линейность (коэффициент гармоник), чувствительность, причем в разной степени для разных частот, уровень модуляционных шумов и т. п.

Из сказанного становится ясно, что без четкого определения критерия модуляции тока подмагничивания обеспечение максимальной линейаризации магнитной записи невозможно. Таким образом, создание СДП «на ощупь» может привести к непредсказуемым результатам при записи реального музыкального сигнала, несмотря на то, что на каком-либо испытательном сигнале система показывает высокую эффективность.

Для выработки критерия модуляции тока высокочастотного подмагничивания обратимся к рис. 1, на котором изображены типичные зависимости потока Φ короткого замыкания (уровня «отдачи» магнитной ленты) на произвольных частотах $f_i < f_j$ от тока высокочастотного подмагничивания I_n . Максимум потока Φ_i достигается при оптимальном токе $I_{n \text{ опт}}$, а максимум потока Φ_j ,

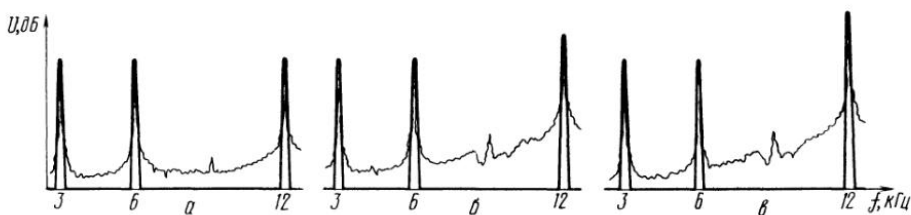


Рис. 2. Спектрограммы сигнала на выходе стандартного канала воспроизведения магнитофона

соответствующего более высокой частоте, при $I_p < I_{p \text{ опт}}$. Легко убедиться, что рис. 1 соответствует широко применяемому на практике критерию регулировки тока подмагничивания, при котором обеспечивается оптимальный режим для записи среднечастотного (f_i) сигнала, а потери на частоте f_j , равные $\Delta\Phi = \Phi_i(I_{p \text{ опт}}) - \Phi_j(I_{p \text{ опт}})$, компенсируются частотными предсказаниями усилителя записи (УЗ) и коррекцией АЧХ усилителя воспроизведения (УВ).

Вполне очевидно, что при повышении тока $I_{p \text{ опт}}$ будет наблюдаться, во-первых, падение потока Φ_i и, во-вторых, более быстрое падение потока Φ_j (зависимость потока короткого замыкания, соответствующего большей частоте сигнала записи, от тока подмагничивания более острая), что в конечном итоге проявится в падении чувствительности магнитной ленты и завале вышних звуковых частот (сравните $\Delta\Phi(I_{p \text{ опт}}) < \Delta\Phi(I'_p)$).

Рассмотрим далее спектрограммы сигнала на выходе стандартного канала воспроизведения магнитофона с оптимальным фиксированным высокочастотным подмагничиванием в случае записи суммы трех синусоидальных сигналов с частотами 3, 6 и 12 кГц. При этом уровень записи сигналов с частотами 3 и 6 кГц постоянен и равен -20 дБ, а уровень записи сигнала с частотой 12 кГц составляет -20 дБ для рис. 2,а, -10 дБ для рис. 2,б и 0 дБ для рис. 2,в. Масштаб по оси частот — линейный, по оси ординат — логарифмический, спектр сигнала записи выделен утолщенной линией, сигнала воспроизведения — тонкой. Запись произведена в формате компакт-кассеты ($v_0 = 4,76$ см/с) на магнитной ленте МЭК-1 (Fe_2O_3).

Сравнивая рис. 2,б и 2,в с рис. 2,а, можно убедиться, что повышение уровня записи сигнала с частотой 12 кГц приводит к уменьшению потока короткого замыкания для составляющих с частотами 3 и 6 кГц, причем в большей степени — для более высокочастотной составляющей. Это совершенно эквивалентно случаю, рассмотренному выше (сравните с рис. 1), в предположении регулировки тока высокочастотного подмагничивания сверх оптимального. Другими словами, вполне логично предположить, что действие сигнала частотой 12 кГц при записи сигналов с другими частотами в какой-то мере эквивалентно действию сигнала высокочастотного подмагничивания. Если это

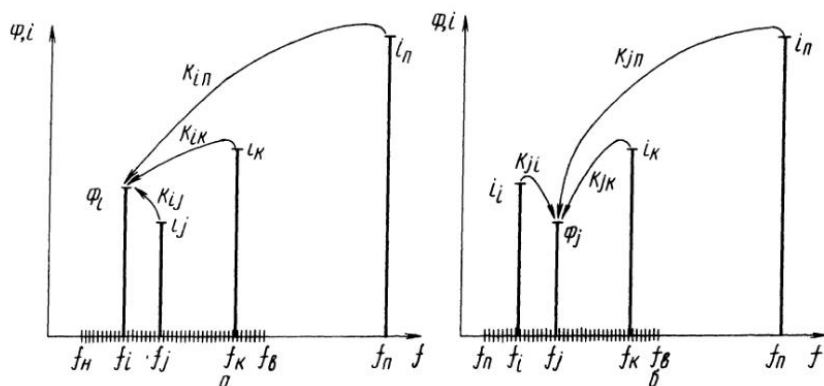


Рис. 3. Зависимости составляющей потока Φ_i и тока высокочастотного подмагничивания от частоты

так, то падение уровней сигналов с частотой 3 и 6 кГц на рис. 2,б и 2,в, возникшее из-за увеличения уровня записи сигнала с частотой 12 кГц, может быть скомпенсировано соответствующим вполне однозначно определенным уменьшением тока высокочастотного подмагничивания.

На более общей схеме (рис. 3,а) изображена составляющая потока короткого замыкания Φ_i на частоте f_i и влияющие на ее уровень составляющие сигнала записи с частотами f_j и f_k , обозначенные через токи записи i_j и i_k , а также ток высокочастотного подмагничивания i_n . Частоты f_n и f_b обозначают соответственно нижнюю и верхнюю граничные частоты канала записи-воспроизведения. Для такой схемы поток Φ_i можно записать в виде

$$\Phi_i = i_j + i_j k_{ij} + i_k k_{ik} + i_n k_{in}, \quad (1)$$

где i_i — ток записи на частоте f_i ; k_{ij} , k_{ik} и k_{in} — соответственно коэффициенты влияния уровней записи составляющих с частотами f_i , f_k и f_n на уровень потока короткого замыкания Φ_i составляющей с частотой f_i , которые характеризуют снижение Φ_i при повышении уровня i_j , i_k и i_n .

Справедливо предположить, чтобы условием оптимального регулирования тока подмагничивания было такое, при котором для фиксированного i_i уровень потока Φ_i не зависел бы от уровня i_j и i_k . Такое условие нетрудно вывести из (1), положив $\Phi_i = \text{const}_1$ и $i_i = \text{const}_2$.

Подставив $i_j = i_k = 0$, убеждаемся, что const_3 соответствует оптимальному значению тока высокочастотного подмагничивания $i_{n \text{ опт}}$:

$$i_n = i_{n \text{ опт}} - i_j \frac{k_{ji}}{k_{jn}} - i_k \frac{k_{ki}}{k_{kn}}. \quad (2)$$

Аналогичным образом можно определить условие независимости потока короткого замыкания на другой произвольной частоте, скажем f_i , от уровня составляющих сигнала записи с частотами f_i и f_k (рис. 3,б):

$$i_n = i_{n \text{ опт}} - i_i \frac{k_{iu}}{k_{jn}} - i_k \frac{k_{ik}}{k_{jn}} \quad (3)$$

Дроби, образованные отношением коэффициентов k в выражениях (2) и (3), по существу показывают, насколько подмагничивающее действие сигналов записи с соответствующей частотой больше или меньше подмагничивающего действия сигнала высокочастотного подмагничивания. Например, отношение $\frac{k_{ik}}{k_{in}}$ показывает, на сколько процентов необходимо уменьшить ток высокочастотного подмагничивания при повышении уровня записи сигнала с частотой f_k на один процент, чтобы поток короткого замыкания составляющей с частотой f_i остался неизменным.

Экспериментально установлено, что отношение коэффициентов при составляющих одной и той же частоты в (2) и (3) равны друг другу, т. е. $\frac{k_{ik}}{k_{in}} = \frac{k_{jk}}{k_{jn}}$. Аналогичные равенства справедливы и для любых других комбинаций частот, а это означает, что подмагничивающее действие составляющей тока записи с произвольной частотой (в рассмотренном примере f_k) на составляющие с любыми другими произвольными частотами (в рассмотренном примере f_i и f_j) совершенно аналогично действию высокочастотного подмагничивания, но эффективнее последнего в $k_k = \frac{k_{ik}}{k_{in}} = \frac{k_{jk}}{k_{jn}}$ раз. Иначе говоря, если при повышении уровня записи сигнала с частотой, скажем, 12 кГц (f_k) на Δi_k уровень потока короткого замыкания составляющей с частотой 3 кГц уменьшился на 1 дБ, а составляющей с частотой 6 кГц (f_i) — на 4 дБ, то соответствующее снижение уровня высокочастотного подмагничивания на $\Delta i_n = \Delta i_k k_k$ приведет к точному восстановлению исходных уровней как потока Φ_i , так и Φ_j .

Не углубляясь более в детали, отметим, что аналогичные рассуждения оказываются справедливыми для любого набора как синусоидальных, так и шумовых (третьоктавных, октавных или широкополосных) сигналов записи. Обобщая сказанное, с учетом экспериментальных исследований, проведенных автором, можно сделать следующие выводы:

1. Любая составляющая сигнала записи является подмагничивающей по отношению ко всем остальным составляющим, а также по отношению к самой себе (автоподмагничивание или самостирание).

2. Подмагничивающее действие каждой составляющей сигнала записи пропорционально ее амплитуде и частоте (для шумовых составляющих — пропорционально квазипиковому значению в единичной полосе частот), т. е. для рассмотренного при-

мера $K_k = K_{f \frac{f_k}{f_i}} = K_{i \frac{f_k}{f_i}}$ или $K_i = K_{f \frac{f_i}{f_i}}$ и т. д.

3. Эффективность подмагничивающего действия сигнала с высшей граничной частотой канала записи-воспроизведения (наименьшей длиной волны записи) в $K > 1$ раз превышает эффективность подмагничивающего действия сигнала высокочастотного подмагничивания. Значение K зависит от отношения номинального тока подмагничивания $I_{п ном}$ к номинальному току записи $I_{з ном}$ конкретной магнитной головки и для большинства современных головок укладывается в диапазон $K = 1,7 \dots 4$. Это означает, что, например, при $K = 2$ и $f_b = 20$ кГц ($v_0 = 4,76$ см/с) ток записи $I_3 = 0,5$ мА с частотой 20 кГц эквивалентен по подмагничивающему действию току высокочастотного ($f_n = 100$ кГц) подмагничивания $I_3 = 1$ мА.

4. Подмагничивающее действие любой составляющей, а также всех составляющих сигнала записи может быть полностью скомпенсировано вполне определенным уменьшением уровня сигнала высокочастотного подмагничивания.

5. В наиболее простой форме выражение для «эффективного» тока подмагничивания $i_{п эфф}$, динамическое поддержание которого постоянным обеспечивает оптимальный режим подмагничивания для любого сигнала записи, имеет вид

$$i_{п эфф} = i_3 \frac{f}{f_b} k + i_{п}, \quad (4)$$

где i_3 и f — ток и частота сигнала записи; $k > 1$ — параметр конструкции головки записи, зависящий от соотношения $\frac{I_{п ном}}{I_{з ном}}$; $i_{п}$ — ток высокочастотного подмагничивания.

Исходя из последнего выражения, легко получить формулу оптимального регулирования тока высокочастотного подмагничивания:

$$i_{п} = i_{п опт} - i_3 \frac{f}{f_b} k. \quad (5)$$

Структурная схема системы адаптивного динамического подмагничивания (САДП), обеспечивающей выполнение алгоритма регулирования тока подмагничивания в соответствии с формулой (5), приведена на рис. 4 [6]. Токи записи i_3 и высокочастотного подмагничивания $i_{п}$, генерируемые усилителем записи (УЗ) $G1$ и модулируемые генератором подмагничивания (ГП) $G2$, суммируются и подаются в магнитную головку записи $BG1$. Кроме того, сумма токов $i_3 + i_{п}$ подается на взвешенный фильтр $Z1$, производящий перераспределение спектральных со-

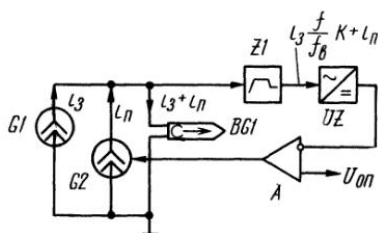


Рис 4 Структурная схема системы адаптивного динамического подмагничивания

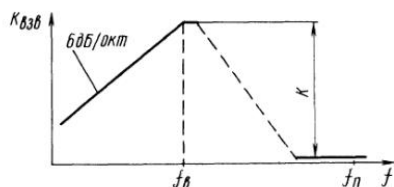


Рис 5 Характеристики «взвешивания» эффективного подмагничивания

ставляющих в соответствии с выражением (5), т. е. умножающий составляющие сигнала записи на $\frac{f}{f_b}k$ и пропускающий без изменений сигнал высокочастотного подмагничивания.

АЧХ фильтра Z1 (характеристика «взвешивания» эффективного подмагничивания) изображена на рис. 5. В связи с отсутствием составляющих в интервале частот от f_b до f_n ход АЧХ фильтра в этом интервале может быть любым, важно лишь обеспечить спад АЧХ на частотах $f < f_b$ с крутизной 6 дБ/октава и подъем АЧХ на частоте f_b по отношению к частоте подмагничивания в $k = 1,7 \dots 4$ раза.

Детектор квазипиковых значений UZ преобразует скорректированный сигнал в медленно меняющееся напряжение, которое сравнивается с опорным сигналом компаратором А. Если сигнал на выходе детектора больше опорного, то на выходе компаратора появляется модулирующее напряжение, которое стремится уменьшить амплитуду тока высокочастотного подмагничивания i_n , и наоборот. Таким образом, сумма $i_n + i_{3f_b} \frac{f}{f_b}k$ поддерживается постоянно, т. е. САДП, по существу, является системой автоматического регулирования, обеспечивающей динамическое постоянство «эффективного» подмагничивания при изменении спектрального состава и уровня сигнала записи.

Для практической реализации САДП в качестве G1 можно использовать практически любой УЗ, имеющий достаточно высокую, не менее 10 дБ, перегрузочную способность во всем рабочем диапазоне частот. Генератор G2 должен быть амплитудно-модулируемым и обеспечивать номинальный ток подмагничивания для конкретной МГЗ при уровне четных гармоник не выше —36 дБ (при большем уровне будет повышаться уровень шумов паузы). К сожалению, из-за большого напряжения, необходимого для обеспечения номинального тока подмагничивания большинства современных магнитных головок (для типовых $L_{гз} = 0,1$ Гн, $f_n = 100$ кГц, $I_n = 1$ мА требуется $U_n \geq 2\pi f_n L_{гз} I_n = 63$ В), выполнение ГП без применения резонансных LC цепей весьма затруднительно.

Вследствие охвата генератора $G2$ петель автоматического регулирования к линейности его модуляционной характеристики высоких требований не предъявляется. По этой же причине не предъявляется жестких требований и к линейности характеристики выпрямления детектора UZ . В связи с тем что подмагничивающий эффект пропорционален именно амплитуде (а не, скажем, средневыпрямленному значению) сигнала подмагничивания, в качестве UZ необходимо применять детектор пиковых или квазипиковых значений. Весьма желательно, чтобы динамические характеристики детектора обеспечивали такое быстродействие регулирования тока подмагничивания, при котором САДП успевала бы «отслеживать» наиболее быстрые изменения уровня сигнала записи. Поскольку музыкальные сигналы имеют время нарастания 5 и более миллисекунд, приемлемым можно считать время реакции САДП порядка 1...3 мс.

Компаратор A , замыкающий петлю авторегулирования, должен обеспечивать оптимальное петлевое усиление системы авторегулирования, превышение которого чревато самовозбуждением САДП. Вход опорного сигнала компаратора удобно использовать для регулировки начального уровня тока высокочастотного подмагничивания, так как в отсутствие сигнала записи ток подмагничивания пропорционален опорному сигналу постоянного тока, регулировать который намного удобнее, чем высоковольтное высокочастотное напряжение.

Принципиальная схема САДП, рассчитанной для применения в кассетном магнитофоне с универсальной магнитной головкой, изображена на рис. 6 [7]. На транзисторе $VT1$ выполнен генератор стирания, который обеспечивает ток стирания до 210 мА при частоте генерации 100 кГц. Он собран по схеме емкостной трехточки, колебательный контур которой образуют соединенные последовательно конденсаторы $C2$, $C3$ и индуктивности катушки $L2$ и магнитной головки стирания (ГС) $BG1$. Частота генерации приближенно определяется выражением

$$f_c = 1/2\pi \sqrt{\frac{C2C3L2L_{rc}}{(C2 + C3)(L2 + L_{rc})}}$$

и регулируется подстроечной катушкой индуктивности $L2$. Благодаря оптимизации режима транзистора $VT1$ оказалось возможным обеспечить уровень четных гармоник тока стирания не выше —50 дБ (спектр тока стирания изображен на рис. 7). Это заметно лучше, чем у типовых двухтактных генераторов стирания и подмагничивания, спектр тока стирания у которых нередко искажен из-за несимметрии коллекторных обмоток высокочастотного трансформатора и разброса параметров транзисторов (спектр тока стирания типового двухтактного ГСП приведен на рис. 8, на котором, как и на рис. 7, масштаб по оси частот линейный, а по оси амплитуд — логарифмический).

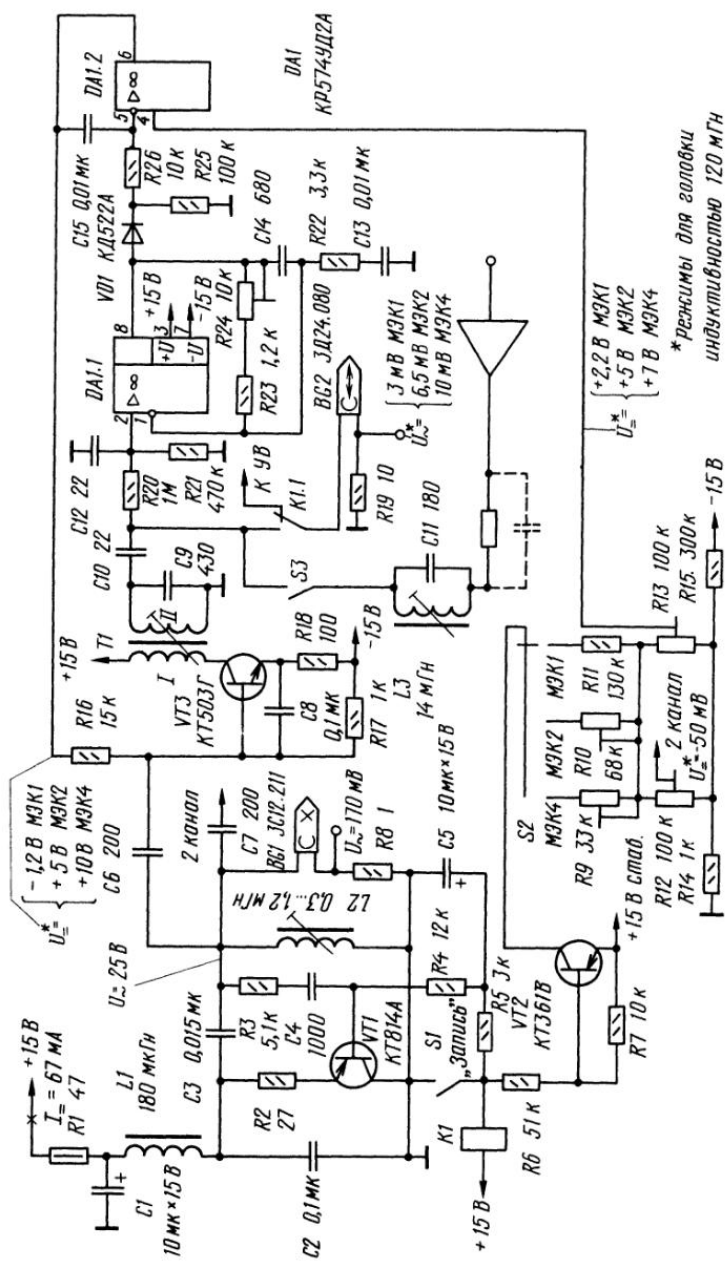


Рис. 6. Принципиальная схема системы адаптивного динамического подмагничивания

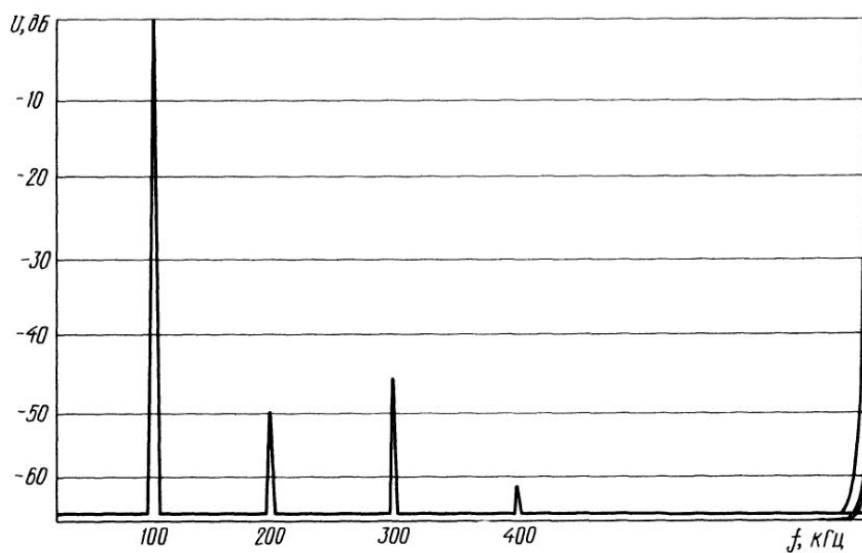


Рис. 7. Спектр тока стирания

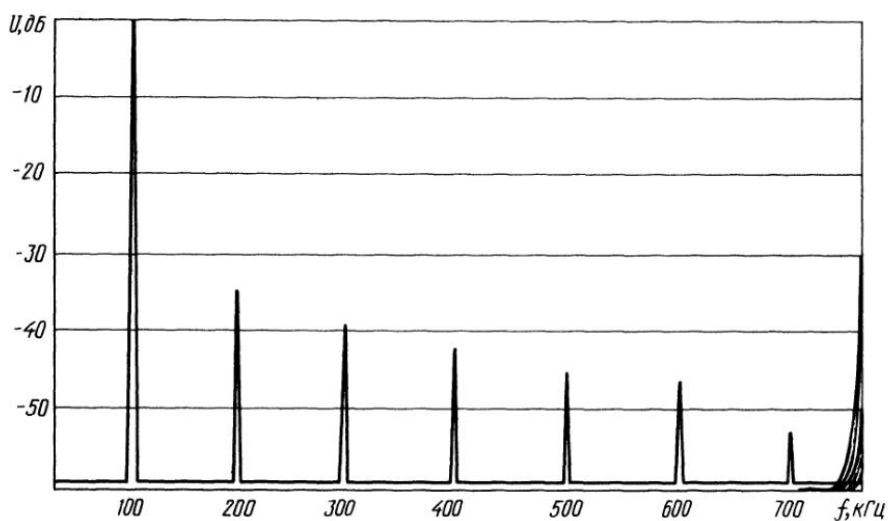


Рис. 8. Спектр тока стирания типового двухтактного генератора стирания и подмагничивания

Цепочка $R5C5$ обеспечивает плавное нарастание тока стирания при включении режима записи переключателем $S1$ и плавный спад — при выключении. Ток стирания САДП не модулируется и не изменяется в зависимости от типа магнитной ленты, что гарантирует максимально возможный для конкретной магнитной головки уровень стирания.

Каналы регулирования тока подмагничивания левого и правого каналов САДП взаимонезависимы и имеют идентичные схемы (на рис. 6 приведена схема для одного канала). Транзистор $VT3$ образует амплитудный модулятор тока подмагничивания, представляющий собой линейный резонансный усилитель, коэффициент усиления которого изменяется благодаря регулированию передаточной крутизны S транзистора, линейно связанной с током эмиттера I_3 : $S = I_3 / \varphi_T$, где φ_T — так называемый температурный потенциал (для комнатной температуры равен $26 \cdot 10^{-3}$ В). Для рассматриваемой схемы

$$I_3 = \left\{ \frac{[U_m - (-E_n)]R17}{R16 + R17} - U_{БЭVT3} \right\} / R18,$$

где U_m — постоянное модулирующее напряжение на верхнем (по схеме) выводе $R16$ относительно общего провода; $-E_n$ — напряжение источника питания отрицательной полярности (-15 В); $U_{БЭVT3}$ — постоянное напряжение смещения транзистора $VT3$ ($0,7$ В).

Очевидно, что передаточная крутизна транзистора практически пропорциональна сомножителю в квадратных скобках, т. е. модулирующему напряжению, отсчитываемому относительно потенциала отрицательного источника питания.

Кроме регулируемого смещения постоянного тока на базу транзистора $VT3$ через емкостной делитель $C6C8$ поступает высокочастотное напряжение с выхода генератора стирания. Применение емкостного (а не резистивного) делителя позволяет, во-первых, исключить «нагружающее» действие модулятора на генератор стирания и, во-вторых, исключить взаимовлияние цепей модулируемого и модулирующего напряжений. Включение конденсатора $C8$ между базой и эмиттером, а не базой и общим проводом (как в обычном делителе) позволило избежать появления дополнительной интегрирующей цепочки в петле системы автоматического регулирования, что благоприятно сказывается на ее устойчивости.

Нагрузкой цепи коллектора транзистора является резонансный контур, образованный вторичной обмоткой повышающего трансформатора $T1$ и конденсатором $C9$ и настроенный на частоту генератора стирания (100 кГц). Ток подмагничивания подается в магнитную головку через конденсатор $C10$. Эквивалентная добротность нагруженного контура в зависимости от индуктивности $L3$ ($L_{г3} = 40 \dots 190$ мГн) составляет $Q_n = 12 \dots 16$,

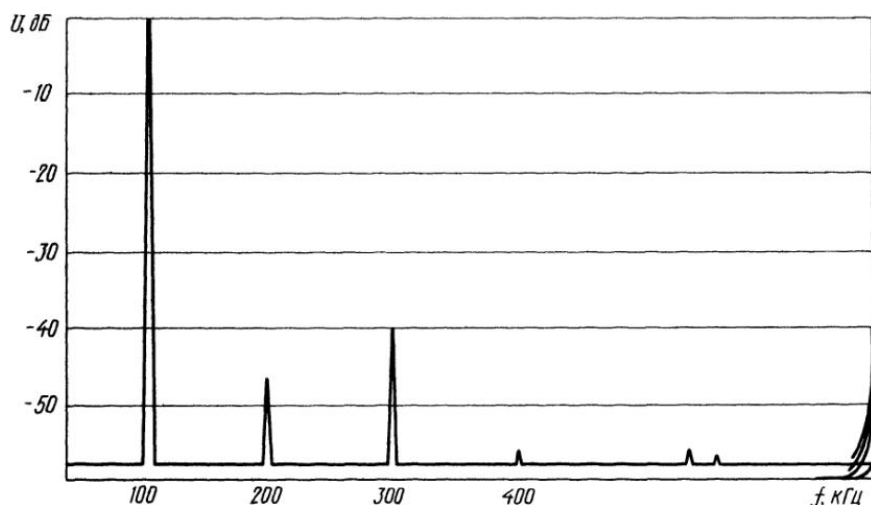


Рис. 9. Спектр тока подмагничивания

что гарантирует как низкий уровень четных гармоник тока подмагничивания (не более -46 дБ, см. спектр тока подмагничивания при максимальном шунтировании контура головкой с индуктивностью 40 мГн — рис. 9, масштаб которого соответствует масштабу рис. 7), так и достаточный запас по току подмагничивания. Максимальный ток подмагничивания, развиваемый модулятором, лежит в пределах от $I_n = 1,15$ мА для $L_{гз} = 190$ мГн (максимальная индуктивность головок для кассетных магнитофонов) до $I_n = 2,6$ мА для $L_{гз} \leq 75$ мГн, что обеспечивает возможность работы практически с любой универсальной магнитной головкой и любым типом магнитной ленты.

Ток записи, беспрепятственно проходя через фильтр-пробку тока подмагничивания $C11L3$, суммируется с последним на головке $BG2$. ФНЧ $C12R20R21$ с частотой среза, равной $f_{ср} = 20 \dots 22$ кГц, и каскад коррекции на ОУ $DA1.1$ преобразуют напряжение, создаваемое токами записи и высокочастотного подмагничивания на магнитной головке $BG2$ в напряжение, пропорциональное «эффективному» току подмагничивания.

Для пояснения обратимся к рис. 10. На рис. 10,а изображена зависимость напряжения на индуктивности (т. е. на магнитной головке) как функция частоты при постоянной амплитуде протекающего через нее тока. Иначе говоря, это «АЧХ» головки в смысле преобразования тока в напряжение. Частотная зависимость напряжения на неинвертирующем входе ОУ $DA1.1$ с учетом АЧХ ФНЧ первого порядка $C12R20R21$, изображенная на рис. 10,б, приобретает вид кривой рис. 10,в. Каскад коррекции на ОУ $DA1.1$ в зависимости от положения движка резистора

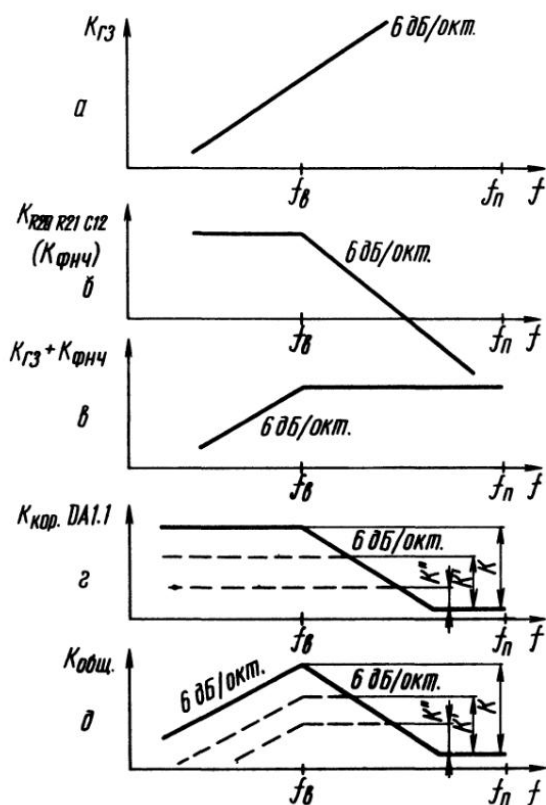


Рис. 10. Пояснение процессов в характерных элементах схемы рис. 6

R_{24} обеспечивает семейство АЧХ, приведенных на рис. 10,з. Поэтому суммарная АЧХ всех названных звеньев приобретает вид кривой рис. 10,д, которая совпадает с характеристикой «взвешивания» эффективного подмагничивания, рассмотренной ранее (рис. 5). Регулировка сопротивления резистора R_{24} обеспечивает установку оптимального для конкретной головки значения коэффициента k , входящего в выражение (5).

Таким образом, на выходе ОУ $DA1.1$ формируется переменное напряжение, соответствующее «эффективному» току подмагничивания. Это напряжение выпрямляется диодом $VD1$ и сглаживается активным интегратором $R_{26}C_{15}DA1.2$. Цепь разрядки конденсатора C_{15} кроме резистора R_{26} включает $R_{25} \gg R_{26}$. Поэтому напряжение на конденсаторе соответствует амплитуде входного переменного напряжения. ОУ $DA1.2$ одновременно выполняет и функции компаратора, сравнивающего протектированное напряжение с постоянным, подаваемым на

его неинвертирующий вход с подстроечного резистора R_{13} . Напряжение с выхода компаратора подается в цепь модуляции сигнала высокочастотного подмагничивания.

Начальный ток подмагничивания, равный оптимальному для низкочастотных сигналов записи, пропорционален постоянному напряжению на неинвертирующем входе ОУ $DA_{1.2}$. Это напряжение формируется делителем $R_9 - R_{13}$ и регулируется отдельно для правого и левого каналов резисторами R_{12} и R_{13} (для лент типа МЭК 1), а для магнитных лент типов МЭК 2 и МЭК 4 — одновременно в обоих каналах резисторами R_9 и R_{10} .

Небольшое отрицательное напряжение, сформированное делителем $R_{14}R_{15}$, предназначено для компенсации возможного напряжения смещения нуля ОУ $DA_{1.2}$ и обеспечивает надежное запирающее (с целью снижения энергопотребления) транзистора VT_3 в режиме воспроизведения, когда транзисторный ключ VT_2 закрыт. Плавное нарастание напряжения подмагничивания при включении режима записи обеспечивается без дополнительных средств за счет сглаживающего действия активного интегратора $R_{25}C_{15}DA_{1.2}$.

Детали. Все резисторы и конденсаторы САДП могут отличаться от указанных на схеме на $\pm 10\%$ (кроме C_9 , имеющего допуск $\pm 5\%$). Конденсаторы C_9 и C_{11} должны быть рассчитаны на напряжение не менее 150 В, остальные, кроме оксидных, на 25 В. Возможная замена транзисторов: VT_1 — КТ814, КТ816 с любым буквенным индексом; VT_2 — любой маломощный кремниевый структуры $p-n-p$; VT_3 — КТ503Д, Е, КТ815Б, В, Г; диода VD_1 — КД503, КД509, КД521 и т. п.; ОУ $DA_{1.1}$ — К574УД2А, К544УД1В, К544УД2, К140УД8, К574УД1, К574УД3 и др. с входным каскадом на полевых транзисторах и скоростью нарастания выходного напряжения не менее 5 В/мкс; $DA_{1.2}$ — практически любой скорректированный ОУ (К140УД7, К140УД6 и др.).

Дроссель L_1 — любой высокочастотный индуктивностью 150 ... 500 мГн. В качестве катушки L_2 применен эквивалент стирающей головки от магнитофона «Маяк-205» (пригодны также эквиваленты от других катушечных магнитофонов — серий «Маяк», «Юпитер», «Снежень» и т. п., имеющие соответствующий диапазон регулировки индуктивности). Катушка L_3 намотана на каркасе катушки фильтра-пробки того же магнитофона проводом ПЭВ-1 0,07 и содержит 1000 витков. Сердечник — стержневой, типа ПС $2,8 \times 14$ из феррита 2000НМ1. L_3 можно заменить любой катушкой с диапазоном регулировки $L = 11...18$ мГн и добротностью не менее 150.

Трансформатор T_1 выполнен на броневом сердечнике типа Б14 без зазора из феррита 2000НМ1, подстроечный сердечник ПС $2,2 \times 8$ из феррита той же марки. Первичная обмотка содержит ориентировочно $N_I = 15$ витков, вторичная $N_{II} = 70$ витков провода ПЭВ-1 0,23. Трансформатор T_1 можно выполнить

и на других сердечниках, например Б11 или Б9, необходимо только обеспечить индуктивность вторичной обмотки в пределах $L_{II} = 4,72 \dots 4,8$ мГн при активном сопротивлении не более 15 Ом и коэффициент трансформации $K_{тр} = \frac{N_{II}}{N_I} = 4,67$. Подстроечный сердечник должен регулировать индуктивность в пределах не уже $\pm 3\%$.

Подключение САДП к магнитофону несложно — достаточно соединить фильтр-пробку ЛЗС11 с выходом УЗ, контакты реле К1 — с входом УВ и обеспечить заземление общей точки резисторов R5 и R6 в режиме «Запись». Стабилизированным должно быть только напряжение на эмиттере транзистора VT2, из которого формируется опорное напряжение, подаваемое на вход ОУ DA1.2. При установке САДП в модернизируемый магнитофон вместо генератора стирания (VT1) можно использовать «штатный» ГСП магнитофона. В этом случае катушка L2 соединяется параллельно с головкой стирания, а конденсаторы C6 и C7 подключаются к выводам вторичной обмотки трансформатора ГСП, с которых снималось напряжение подмагничивания для питания головок записи. Изменением индуктивности катушки L2 устанавливают частоту генерации 95...105 кГц, а емкость конденсаторов C6 и C7 подбирают таким образом, чтобы среднеквадратическое значение высокочастотного напряжения между базой и эмиттером транзистора VT3 составляло 40...60 мВ.

Налаживание начинают с проверки генератора стирания (VT1), одновременно являющегося задающим генератором для модуляторов тока подмагничивания. Замкнув контакты переключателя S1, убеждаются в наличии синусоидального напряжения амплитудой 235...240 мВ на резисторе R8 (что соответствует току стирания 170 мА). Частоту генерации, равную 100 кГц, устанавливают подстроечным сердечником катушки L2. При использовании стирающей головки типа 3С12.040 ток стирания может быть увеличен до 210 мА заменой резистора R1 перемычкой, а при использовании головок типов 3С12.020 и 3С12.030, предельно допустимый ток которых равен 90 мА, уменьшен до 80 мА путем замены $R1 = 150$ Ом.

Далее необходимо настроить в резонанс контур T1C9. Для этого временно размыкают технологическую перемычку S3, а резистором R13 (R12) устанавливают на неинвертирующем входе ОУ DA1.2 постоянное напряжение порядка 2 В. Подстроечные сердечники трансформаторов T1 правого и T1' левого каналов устанавливают в среднее положение и, изменяя частоту генерации сердечником катушки L2, настраивают в резонанс контур T1C9 одного из каналов САДП по минимуму постоянного напряжения на выходе ОУ DA1.2 (это напряжение можно измерять обычным тестером).

После этого аналогично, но уже сердечником трансформатора $T1'$ настраивают в резонанс контур $T1'C9'$ другого канала САДП. Невозможность выполнения этих операций говорит о большом отклонении индуктивности вторичной обмотки $T1$ или емкости конденсатора $C9$ от требуемых. В этом случае можно временно пересоединить верхний (по схеме) вывод резистора $R16$ с выхода ОУ на общий провод, а левый (по схеме) вывод конденсатора $C6$ ($C7$) подключить к внешнему генератору сигналов напряжением 10...20 В и перестройкой частоты последнего определить частоту резонанса контура по максимуму переменного напряжения на выходе ОУ $DA1.1$. После этого следует изменить индуктивность $T1$ или емкость $C9$ таким образом, чтобы частота резонанса составила 100 кГц.

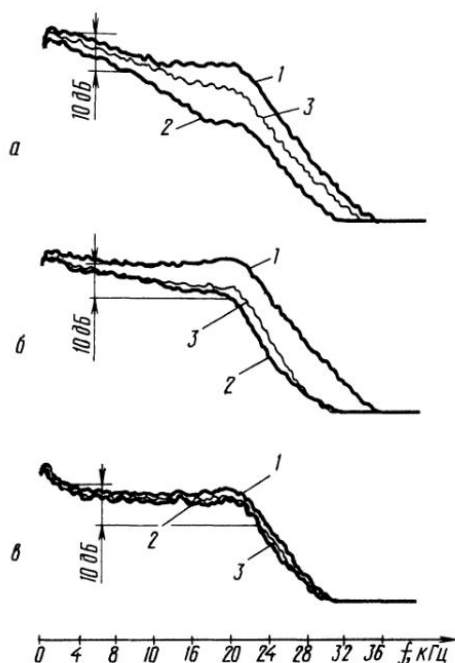
После настройки контура $T1C9$ замыкают переключку $S3$ и настраивают в резонанс фильтр-пробку $L3C11$, также добиваясь минимума постоянного напряжения на выходе ОУ $DA1.2$.

Дальнейшее налаживание САДП мало чем отличается от обычной регулировки магнитофона. Установив движки резисторов $R24$ и $R24'$ в левое (по схеме) положение, резисторами $R13$ и $R12$ при работе с магнитной лентой типа МЭК 1 устанавливают оптимальные токи подмагничивания в правом и левом каналах записи по наиболее «надежному» [8] критерию максимальной чувствительности магнитной ленты на низких (315...1000 Гц) частотах при умеренном (—20...—10 дБ) уровне записи. Затем, как и обычно, регулируют ВЧ предкоррекцию тока записи регуляторами, предусмотренными для этой цели в усилителе записи, по критерию минимального отличия АЧХ потока короткого замыкания магнитной ленты от стандартной при малых (ниже —20 дБ) уровнях записи. После этого увеличивают уровень записи до —10 дБ и резистором $R24$ выравнивают АЧХ канала записи в области высших частот. Сопротивление резистора $R24$ влияет на АЧХ канала записи при незначительных уровнях записи, при которых начинает сказываться эффект подмагничивания высокочастотными составляющими тока записи. Большему сопротивлению $R24$ соответствует подъем АЧХ на высших частотах, меньшему — спад.

В последнюю очередь резисторами $R10$ и $R9$ устанавливают оптимальный ток подмагничивания для лент типа МЭК 2 и МЭК 4 одновременно в обоих каналах. Если применяемая головка не позволяет производить запись на металлопорошковых лентах типа МЭК 4, то $R9$ из схемы можно исключить. Дополнительной регулировки резистора $R24$ не требуется.

Разносторонние испытания кассетного магнитофона с САДП, налаженного описанным способом, показали, что предельный (т. е. максимально возможный) уровень записи синусоидального сигнала любой частоты, благодаря соответствующей адаптации тока высокочастотного подмагничивания, становится практически равным предельному уровню записи при опти-

Рис. 11. Спектрограмма сигнала на выходе стандартного канала воспроизведения при записи «белого шума»



мальном для этой частоты подмагничивании. Это означает, что уровень неискаженной записи высокочастотных сигналов ($f = 15 \dots 20$ кГц) повышается по сравнению с фиксированным подмагничиванием (ФП) на 15...18 дБ. Другими словами, АЧХ канала записи для синусоидального сигнала линейна вплоть до уровней записи $-5 \dots -8$ дБ (вместо $-20 \dots -22$ дБ при ФП) на магнитных лентах типа МЭК 1 и уровней не ниже номинального — на лентах МЭК 2 и МЭК 4.

Практически такие же результаты показывают испытания САДП более близким к реальному музыкальному сигналу — сигналом типа «белый шум». На рис. 11 изображены спектрограммы сигнала на выходе стандартного канала воспроизведения при записи «белого шума» с уровнем -20 дБ (рис. 11,а), -10 дБ (рис. 11,б) и 0 дБ (рис. 11,в) на ленту типа МЭК 1. Кривые 1 соответствуют записи с САДП, кривые 2 — с ФП (о кривых 3 будет сказано несколько ниже).

На рис. 12,а, б и в приведены результаты испытания САДП в условиях, эквивалентных рис. 2,а, б и в, т. е. для трехчастотного (3; 6 и 12 кГц) испытательного сигнала с изменяемым уровнем (-20 , -10 и 0 дБ) записи сигнала с частотой 12 кГц. Как и на рис. 2, утолщенной линией выделены спектры сигнала записи, тонкой — сигнала воспроизведения. Сравнение, скажем, рис. 12,б и 2,б показывает, что при записи с САДП увеличение уровня сигнала с частотой $f = 12$ кГц с -20 до -10 дБ приводит к такому же увеличению и уровня сигнала воспроизведения на этой частоте. В то же время в режиме с ФП уровень воспроизведения возрастает только на 3 дБ (т. е. происходит «сжатие» на 7 дБ). Кроме того, уровень воспроизведения составляющих с частотой 3 и 6 кГц

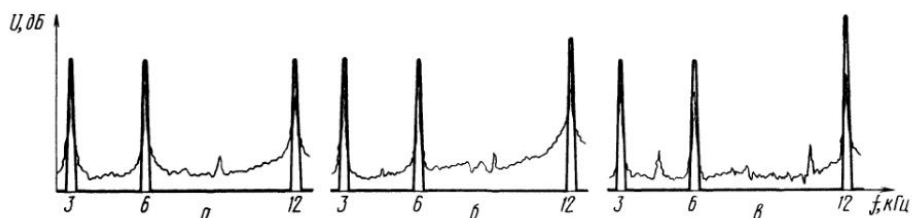


Рис. 12. Результаты испытания системы адаптивного динамического подмагничивания

остается неизменным, в то время как в режиме ФП он уменьшается («сжимается») соответственно на 1,5 и 4,5 дБ.

На рис. 13 изображены характеристики «сжатия», построенные на основании данных рис. 12 и 2, которые характеризуют зависимость нелинейности как амплитудной, так и амплитудно-частотной характеристик каналов записи с САДП и ФП от уровня сигнала записи с частотой 12 кГц.

Во всех рассмотренных видах испытаний оптимальные результаты достигаются при одной и той же регулировке САДП, что является косвенным подтверждением правильности алгоритма ее функционирования.

При субъективных испытаниях САДП в качестве источников программ применялись студийный аналоговый магнитофон со скоростью магнитной ленты 38,1 см/с, ЭПУ грамзаписи и проигрыватель компакт-дисков (ПКД). Прослушивание программ осуществлялось как через акустические системы, так и на головные телефоны. Во всех случаях отмечается разительное повышение естественности записи как высокочастотных, так и широкополосных сигналов. При использовании компандерных шумоподавителей заметно улучшение точности передачи также и среднечастотных сигналов.

Такой характерный недостаток компакт-кассетного формата, как насыщение магнитной ленты на высоких частотах («зажатость» звучания), не был замечен даже на таких «жестких» композициях, как «*Carouselambra*» из альбома «*In Trough The Out Door*» («Вход через выход») группы «*Led Zeppelin*» («Лед Зеппелин»). Расширение реального динамического диапазона САДП превышает 10 дБ, поэтому запись на оксидные магнитные ленты объективно и субъективно не уступает по качеству обычной грамзаписи и записи на бытовом катушечном магнитофоне. Применение в кассетном магнитофоне с САДП компандера *Dolby B* позволяет превысить качество записи грампластинок, изготовленных по технологии *Direct Metal Mastering*, и воспроизведения студийного

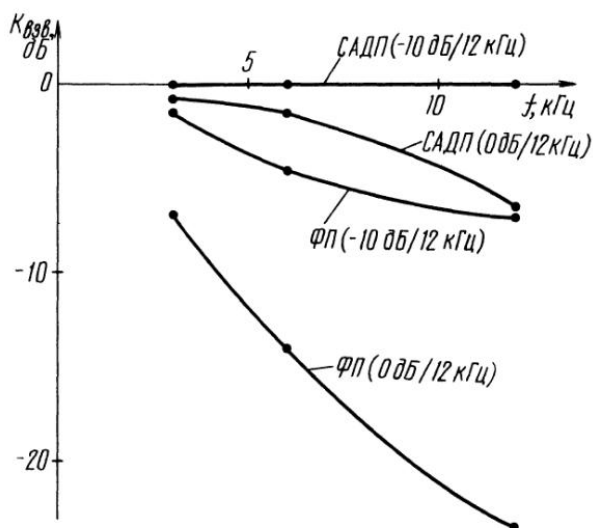


Рис. 13. Характеристики «сжатия» сигнала

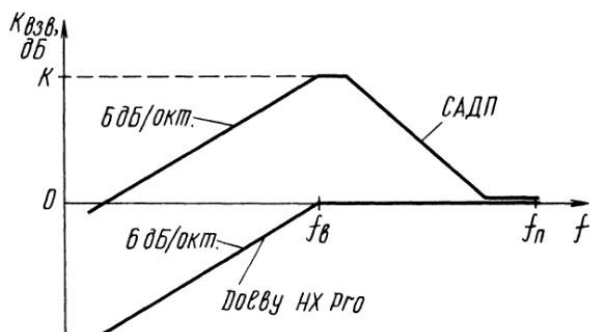


Рис. 14. Кривые «взвешивания» тока записи с током подмагничивания для САДП и Dolby HX Pro

магнитофона без шумоподавителя. Применение же современных компрессоров типа *Dolby C* (или «Компрессора-20» [9]) или *dbx* обеспечивает практически полную идентичность сигналов, прошедших канал записи-воспроизведения и снятых непосредственно с выхода ПКД.

Необходимо отметить, что качество записи высокочастотных сигналов высокого уровня кассетными магнитофонами с ФП и компрессором *Dolby C* или *dbx* несколько уступает качеству сигнала ПКД. Этот факт с учетом рас-

пространения ПКД, вполне вероятно, объясняет все более широкое применение в зарубежной БАМЗ системы *Dolby HX Pro* по принципу действия весьма близкой к САДП. Начиная с 1988 г. практически все фирмы Японии, США и Западной Европы устанавливают *Dolby HX Pro* в новые модели БАМЗ престижного и среднего классов [10].

В чем же разница САДП и *Dolby HX Pro*? По существу, системы отличаются лишь кривыми «взвешивания» тока записи с током подмагничивания, которые легко сравнить, обратив внимание на рис. 14. Если в САДП за «эффективный» ток подмагничивания принимается сумма взвешенных ВЧ составляющих тока записи, усиленных в K раз и тока высокочастотного подмагничивания (см. (4)), то в *Dolby HX Pro* — простая сумма ВЧ составляющих тока записи и тока высокочастотного подмагничивания [11]. Таким образом, САДП преобразуется в *Dolby HX Pro*, если в выражениях (4) и (5) положить $K = 1$, а в схеме САДП заменить каскад коррекции на ОУ DA1.1 линейным усилителем. Такого, казалось бы, небольшого отличия оказывается достаточно, чтобы эффективность компенсации подмагничивающего действия сигнала записи уменьшилась в несколько раз. Сказанное подтверждается результатами испытаний САДП при условии $K = 1$ (конденсатор C14 заменен перемычкой), которые изображены на рис. 11 кривыми 3.

Анализ показывает, что снижения тока высокочастотного подмагничивания, обеспечиваемого *Dolby HX Pro*, недостаточно для компенсации подмагничивающего действия тока записи. Недостатком *Dolby HX Pro* является и независимость ее характеристики регулирования от параметров магнитной головки записи.

На рис. 15 приведена «карта», на которой координаты точек соответствуют номинальным токам подмагничивания $I_{п\text{ ном}}$ и записи $I_{з\text{ ном}}$ ряда отечественных и зарубежных магнитных головок.

Вполне очевидным является разброс отношения $\frac{I_{п\text{ ном}}}{I_{з\text{ ном}}}$ в довольно широких пределах. С учетом этого становится понятной неоднозначность эффективности *Dolby HX Pro*: если в магнитофонах K106 фирмы *Luxman* (Япония) и CT-X540WR фирмы *Pioneer* (Япония) она достигнет 5...8 дБ [12, 13], то в магнитофонах DR-M30HX фирмы *Denon* (Япония) и TC-R502ES фирмы *Sony* (Япония) близка к нулю [14].

Небезынтересным представляется сравнение САДП с системой динамического подмагничивания СДП-2 [15, 16]. Вообще говоря, обе системы являются и динамическими, и адаптивными. Название САДП дано новой системе только для того, чтобы отличить ее от предшественницы. Их главное отличие заключается в способе управления током высокочастотного подмагничивания $I_{п}$. Если в СДП-2 $I_{п}$ зависит только от уровня и спектра

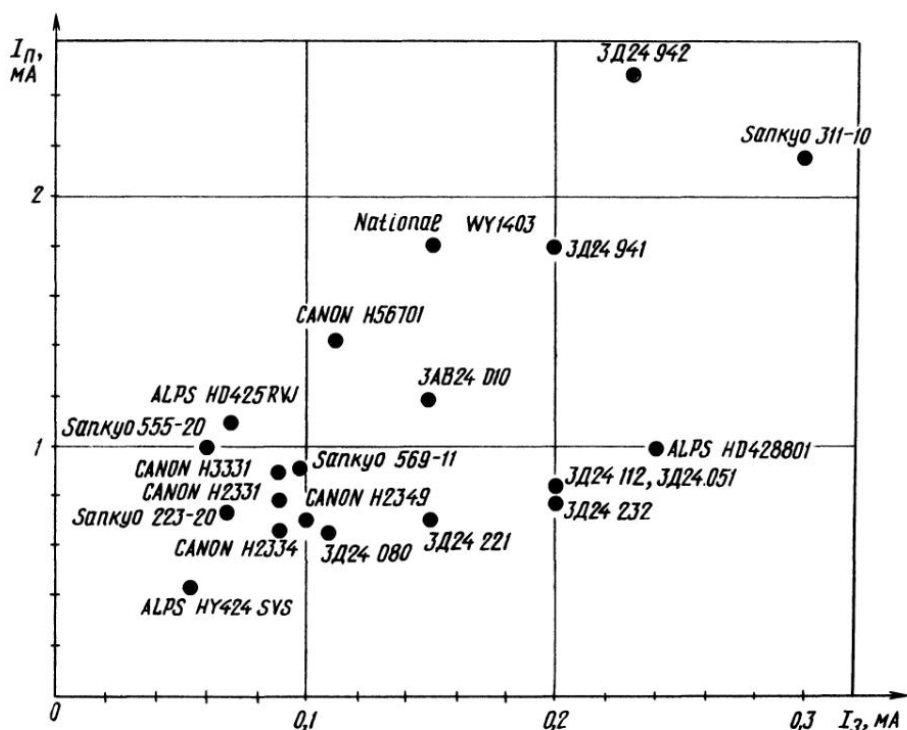


Рис. 15. Карта номинальных токов подмагничивания для различных магнитных головок

тока записи I_3 и снижается при увеличении I_3 по определяемой эмпирически зависимости, то в САДП I_n регулируется таким образом, чтобы обеспечить постоянство подмагничивающего эффекта.

Это различие наглядно показано на рис. 16, из которого видно, что даже при правильной регулировке СДП-2 при некотором опорном уровне записи (-10 дБ) наклон ее характеристики регулирования может быть больше или меньше оптимального, удовлетворяющего условию (5), что проявится в недокомпенсации или перекомпенсации тока подмагничивания при других уровнях записи. Правда, при удачно «пойманном» экспериментально наклоне характеристики $I_n = f(I_3)$ действие СДП-2 почти эквивалентно САДП. Еще один недостаток СДП-2 — параллельное управление током стирания и токами подмагничивания в обоих стереоканалах — субъективно замечен только при записи фонограмм с высоким разделением каналов на высших частотах (если источник программ — ПКД или студийный магнитофон) и при отсутствии запаса по уровню стирания головки стирания.

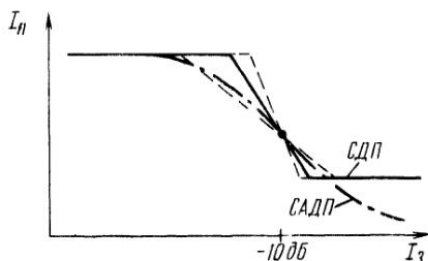


Рис. 16. Зависимость тока подмагничивания от тока записи для САДП и СДП

В связи с тем что САДП и СДП-2 имеют много общих элементов, СДП-2 несложно переделать в упрощенный вариант САДП. Схема такой доработки приведена на рис. 17. Ее работа соответствует структурной схеме рис. 4, а отличие от САДП по рис. 6 заключается в параллельной модуляции I_n в обоих стереоканалах. Возникающая из-за этого в некоторых редких случаях неоптимальность регулирования тока подмагничивания компенсируется простотой схемы.

Цепи $R1-R3C1$ и $R7R8C3$ ($R4-R6C2$ и $R9R10C4$) формируют АЧХ «взвешивания» эффективного тока подмагничивания для ГУ ЗД24.221 (от магнитофонов «Маяк-231», «Маяк-232», «Маяк-233»), для других головок потребуется подобрать сопротивление резистора $R3$ ($R6$), действие которого эквивалентно действию резистора $R24$ в схеме рис. 6. Остальная часть схемы СДП-2 остается почти без изменений, введен лишь конденсатор $C6$, обеспечивающий точность петли авторегулирования на постоянном токе, и резистор $R16$, ограничивающий глубину снижения тока стирания до -6 дБ от номинального.

При отсутствии запаса по уровню стирания стирающая головка $BG2$ заменяется ее индуктивным эквивалентом, а генератор стирания выполняется отдельно от генератора подмагничивания по схеме емкостной трехточки, приведенной на рис. 6 (из схемы генератора рис. 6 исключается $L2$, а емкость конденсаторов $C2$ и $C3$ увеличивается до $0,15$ и $0,022$ мкФ).

Налаживание устройства по схеме рис. 17 практически не отличается от налаживания обычного магнитофона. Резистором $R12$ устанавливают на выводе 11 ИМС $DA2$ постоянное напряжение, равное $7...8$ В при работе с магнитной лентой типа МЭК 1 ($S1$ разомкнут, $R17$ и $R18$ в среднем положении). Резисторы $R17$ и $R18$ устанавливают оптимальный ток подмагничивания для низкочастотного ($315...1000$ Гц) сигнала, после чего, замкнув $S1$, резистором $R15$ повторяют эту операцию для лент типа МЭК 2. При отличии АЧХ от линейной на больших уровнях записи подбирают резисторы $R3$ и $R6$ таким же образом, как и при регулировке $R24$ в схеме рис. 6.

Литература

1. Feldman L. Inside Dolby HX.— Radio Electronics, 1982, № 2, p. 77—79.
2. Патент США № 4.263.624, публ. 21.04.81 г.
3. С у х о в Н. Динамическое подмагничивание.— Радио, 1983, № 5, с. 36—40.
4. Патент США № 4.353.100, публ. 05.10.82 г.
5. Belza J. Dynamicka predmagnetizace.— Amaterske radio, 1986, № 10, p. 388—390.
6. Авт. свид. СССР № 1448357, публ. 30.12.88 г. Способ магнитной записи с адаптивным подмагничиванием.
7. Авт. свид. СССР № 1508276, публ. 15.09.89 г. Устройство магнитной записи с адаптивным подмагничиванием.
8. N. Sakamoto et al. A. New Magnetic Tape Recorder with Automatic Adjusting Functions for Bias and Recording Conditions. J. Audio Eng. Soc., 1982, № 9, p. 596—605.
9. С у х о в Н. Компандерный шумоподаватель из ... динамического фильтра.— Радио, 1986, № 9, с. 42—45.
10. 1988 Annual equipment directory. Cassette Tape Decks.— Audio, 1988, № 10, p. 268—275.
11. Европейский патент № 46410, публ. 24.02.82 г.
12. Lemery E. L'Evolution des magnetophones.— Le Haut Parleur, 1986, № 1735, p. 39—43.
13. The Future of soun and vision. Проспект фирмы Pioneer Electronic (Europe) N. V., 1988, с. 3.
14. Banc D'Essais. 12 Magnetophones a cassettes.— Le Haut Parleur, 1986, № 1735, p. 67—74.
15. С у х о в Н. СДП-2.— Радио, 1987, № 1, с. 39—42.
16. Авт. свид. СССР № 1448356, публ. 30.12.88 г. Устройство магнитной записи с динамическим подмагничиванием.