

микрофона и образующего с ним единую конструкцию. К ленточным микрофонам с двусторонне открытой ленточкой относится микрофон типа МЛ-13 (см. 3-ю страницу обложки). Его характеристика направленности в виде восьмерки показана на рис. 3. Чтобы получить кардиондую характеристику направленности, ленточку с задней стороны наполовину закрывают, а образуемую полость соединяют со специальной трубкой, свернутой в спираль и заполненной ватой. Таким образом, эта половина ленточки, имеющая своеобразную «бесконечную» акустическую нагрузку (лабиринт), будет работать как приемник давления, а открытая с обеих сторон — как приемник скорости. В целом такой микрофон будет иметь кардиондную характеристику направленности. Микрофоном этого типа является микрофон МЛ-17. Его характеристики направленности

из-за малой ширины ленточки (2—3 мм) мало зависят от частоты и похожи на аналогичные характеристики конденсаторного микрофона (рис. 1). Типовые частотные характеристики микрофонов МЛ-16 и МЛ-17 приведены соответственно на рис. 4, а и 4, б.

Динамические катушечные микрофоны имеют достаточно удовлетворительные параметры, простую конструкцию, небольшие габариты, малый вес и ряд других свойств, благодаря которым они нашли применение в студиях. Звукоприемником в этих микрофонах служит куполообразная диафрагма из тонкой полистироловой пленки. Диафрагма жестко связана с звуковой катушкой, находящейся в радиальном зазоре магнитной системы. Катушка наматывается тонким медным или алюминиевым проводом диаметром до 0,02 мм. Динамические микрофоны подраз-

деляются на ненаправленные и однонаправленные. К первому типу относится микрофон МД-59, характеристики направленности которого приведены на рис. 5. Однако строго ненаправленным его можно считать примерно до 1000 гц. Выше этой частоты характеристика начинает вытягиваться из-за дифракционного влияния корпуса. Типовая частотная характеристика микрофона МД-59 показана на рис. 6. Однонаправленные (кардиондные) микрофоны МД-45 и 82А-5М имеют типовую характеристику направленности, показанную на рис. 7, а частотную по «фронт» и «тылу», показанную на рис. 8. Все эти характеристики даются для микрофона МД-45. Технические и эксплуатационные требования к динамическим микрофонам регламентируются ГОСТ 6495-66, действующим с 1 января 1968 г.

РАСЧЕТ РЕГУЛЯТОРОВ ТЕМБРА

Инж. Л. РИВКИН

Регуляторы тембра служат для плавной регулировки частотной характеристики усилителей. Наибольшее распространение получили RC регуляторы мостового типа. Принципиальная схема такого регулятора

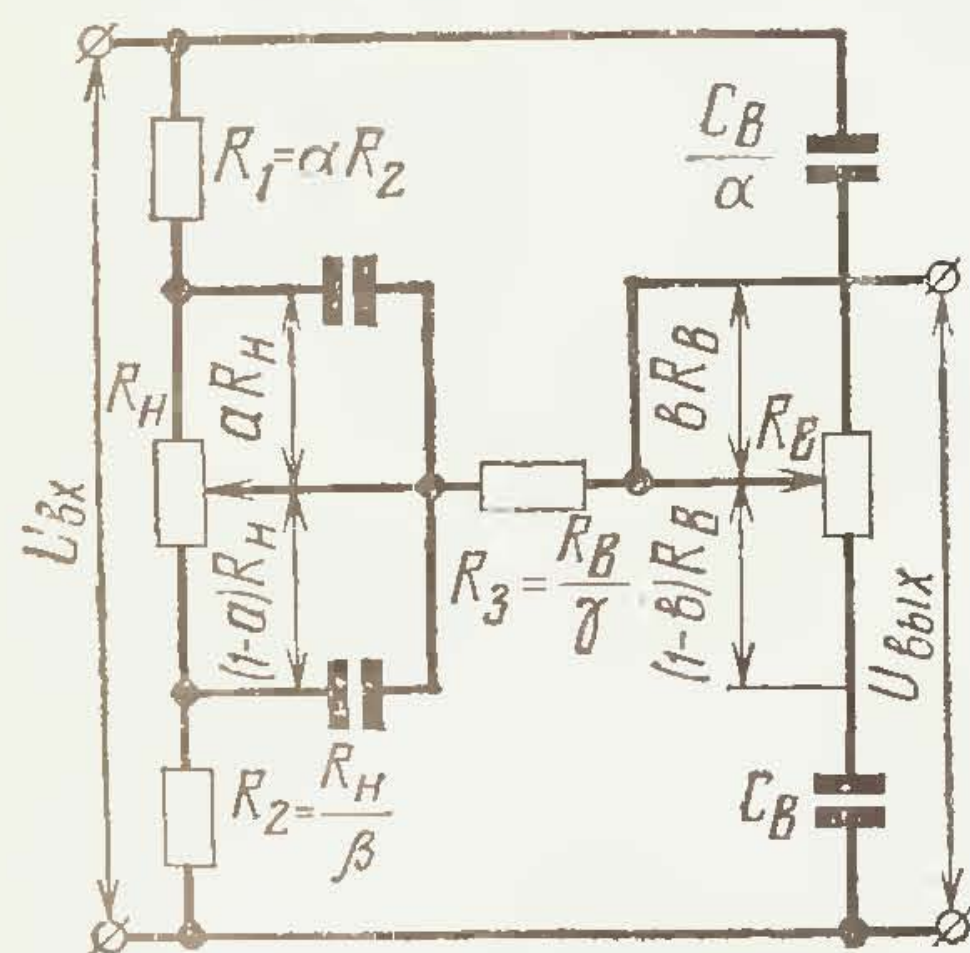


Рис. 1

приведена на рис. 1. Анализ работы схемы удобнее проводить отдельно для низких и высоких частот.

Низкие частоты

Коэффициент передачи регулятора тембра низких частот в некорректируемой части диапазона практически не зависит от положения движка регулятора и равен:

$$K_0 = \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{1}{1 + \alpha}, \text{ где } \alpha = \frac{R_1}{R_2};$$

В корректируемой части диапазона коэффициент передачи имеет максимальное значение при верхнем

положении движка потенциометра и минимальное — при нижнем:

$$K_{н. макс} = \frac{R_2 + R_n}{R_2 + R_n + R_1} = \frac{1 + \beta}{1 + \beta + \alpha}, \text{ где } \beta = \frac{R_n}{R_2};$$

$$K_{н. мин} = \frac{R_2}{R_2 + R_n + R_1} = \frac{1}{1 + \beta + \alpha}.$$

Максимальный коэффициент коррекции и максимальный подъем частотной характеристики составят:

$$n_{н. макс} = \frac{K_{н. макс}}{K_0} = (1 + \alpha) \times \frac{1 + \beta}{1 + \beta + \alpha};$$

$$m_{н. макс} = 10 \lg \cdot \frac{n_{н. макс}^2 + 1}{2} \quad (дб)$$

Суммарный коэффициент коррекции и полный диапазон регулировки низких частот в дб будут равны:

$$n_{н. полн} = \frac{K_{н. макс}}{K_{н. мин}} = 1 + \beta;$$

$$m_{н. полн} = 10 \lg \cdot \frac{n_{н. полн}^2 + 1}{2} \quad (дб)$$

При определенном положении движка потенциометра R_n , когда $a = a_0$, наблюдается частотный баланс делителя и его коэффициент передачи не зависит от частоты:

$$a_0 = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

Емкость конденсатора C_n определяется по формуле:

$$C_n = \frac{1}{2\pi f_n n_{н. полн} r_n},$$

где r_n — сопротивление эквивалентной схемы при $a = 0$ ($r_n \approx R_2$) (C_n — на рис. 1 — нижний конденсатор, а $\frac{C_n}{\alpha}$ — верхний)

Высокие частоты

Коэффициент передачи регулятора тембра высоких частот в некорректируемой части диапазона практически не зависит от положения движка потенциометра R_n и равен:

$$K_0 = \frac{1}{1 + \alpha}$$

В корректируемой части диапазона коэффициент передачи имеет максимальное значение при верхнем положении движка потенциометра и минимальное — при нижнем.

$K_{в макс} \approx 1$.

Максимальный коэффициент коррекции и максимальный подъем частотной характеристики при этом составят:

$$n_{в макс} = \frac{K_{в макс}}{K_0} = 1 + \alpha;$$

$$m_{в макс} = 10 \lg \cdot \frac{n_{в макс}^2 + 1}{2} \quad (дб)$$

При определенном положении движка потенциометра R_n , когда $b = b_0$, наблюдается частотный баланс схемы. Как и для низких частот

$$b_0 = \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

Емкость конденсатора C_B определяется по формуле:

$$C_B = \frac{U_{B. \text{ макс}}}{2\pi f_B \cdot r_B}$$

где r_B — сопротивление эквивалентной схемы:

$$r_B = R_3 \cdot \frac{1 + \frac{\gamma \cdot b_0}{\beta}}{b_0 + \frac{1}{\gamma} + \frac{b_0}{\beta}} \approx R_3,$$

$$\text{где } \gamma = \frac{R_B}{R_3};$$

Для упрощения расчета регуляторов тембра по полученным расчетным соотношениям построены номограммы. Ниже приводится пример расчета регулятора тембра по этим номограммам.

Пусть требуется рассчитать регулятор тембра, имеющий следующие характеристики:

$$m_H = \pm 17 \text{ дб}; m_B = \pm 17 \text{ дб}; f_H = 30 \text{ гц};$$

$$f_B = 18 \text{ кГц}; R_H = R_B = 47 \text{ ком}$$

1. Из таблицы 1 для $m_{H. \text{ полн}} = 34 \text{ дб}$ находим значение β . $\beta = 70$. Принимаем $\beta = 100$, тогда:

$$R_2 = \frac{R_H}{\beta} = 470 \text{ ом}$$

2. Из номограммы № 1 для $m_H = \pm 17 \text{ дб}$ и $\beta = 100$ находим m_B . $m_B = 17,8 \text{ дб}$.

3. Из таблицы 2 для $m_B = 17,8 \text{ дб}$ находим α , a_0 , e_0 , K_0 . $\alpha = 10$; $a_0 = e_0 = 0,91$; $K_0 = 0,09$.

Из номограммы № 2 для $r_H = 470 \text{ ом}$; $m_H = 17 \text{ дб}$; $f_H = 30 \text{ гц}$ находим C_H :

$$C_H = 1,0 \text{ мкф}; \frac{C_H}{\alpha} = 0,1 \text{ мкф}$$

4. Приняв $\gamma = 10$ найдем R_3 :

$$R_3 = \frac{R_B}{\gamma} = 4,7 \text{ ком}$$

Из номограммы № 3 для $r_B = 4,7 \text{ ком}$;

$m_B = 17,8 \text{ дб}$; $f_B = 18 \text{ кГц}$ находим C_B :

$$C_B = 0,02 \text{ мкф}; \frac{C_B}{\alpha} = 2000 \text{ пф}$$

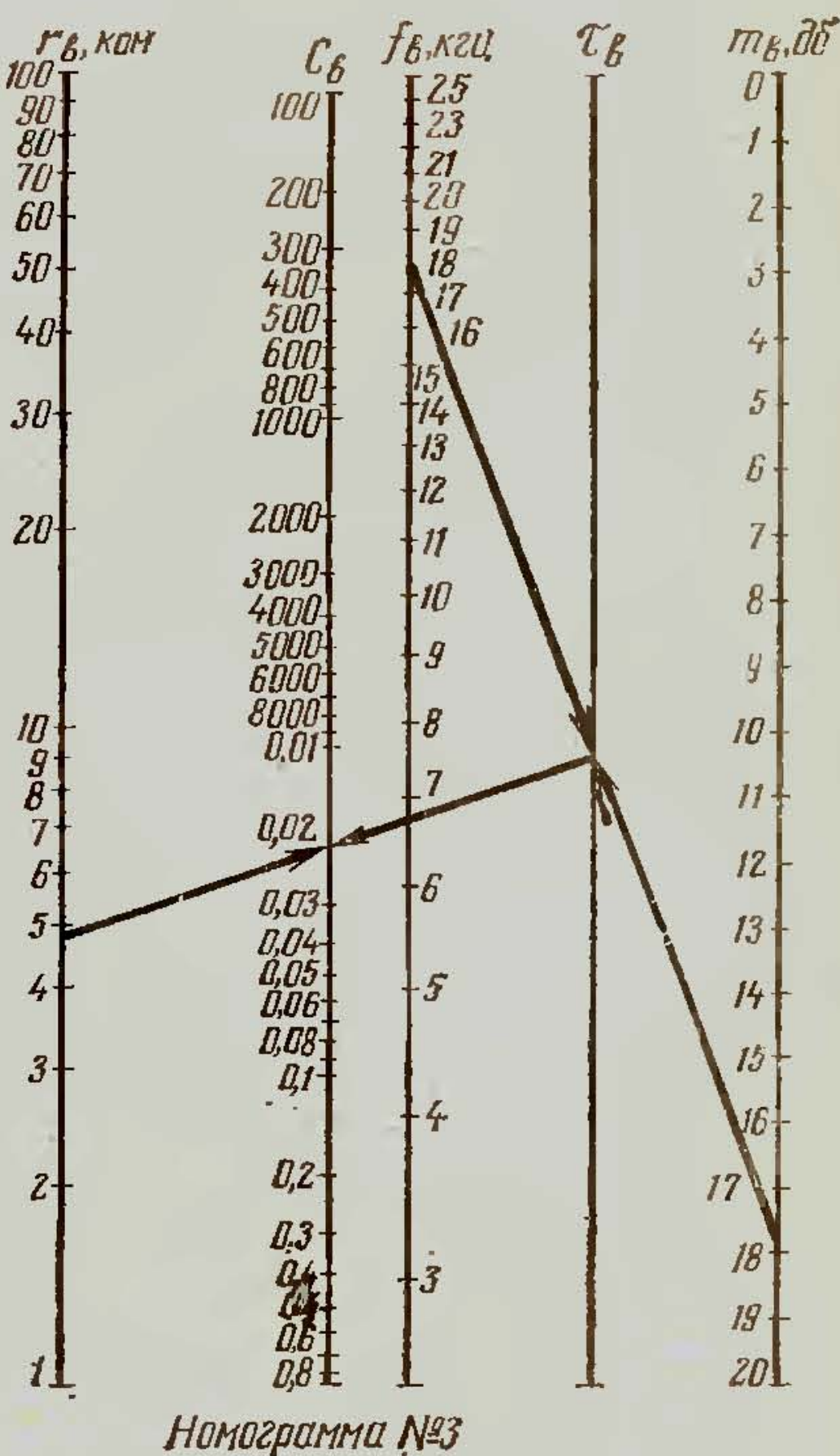
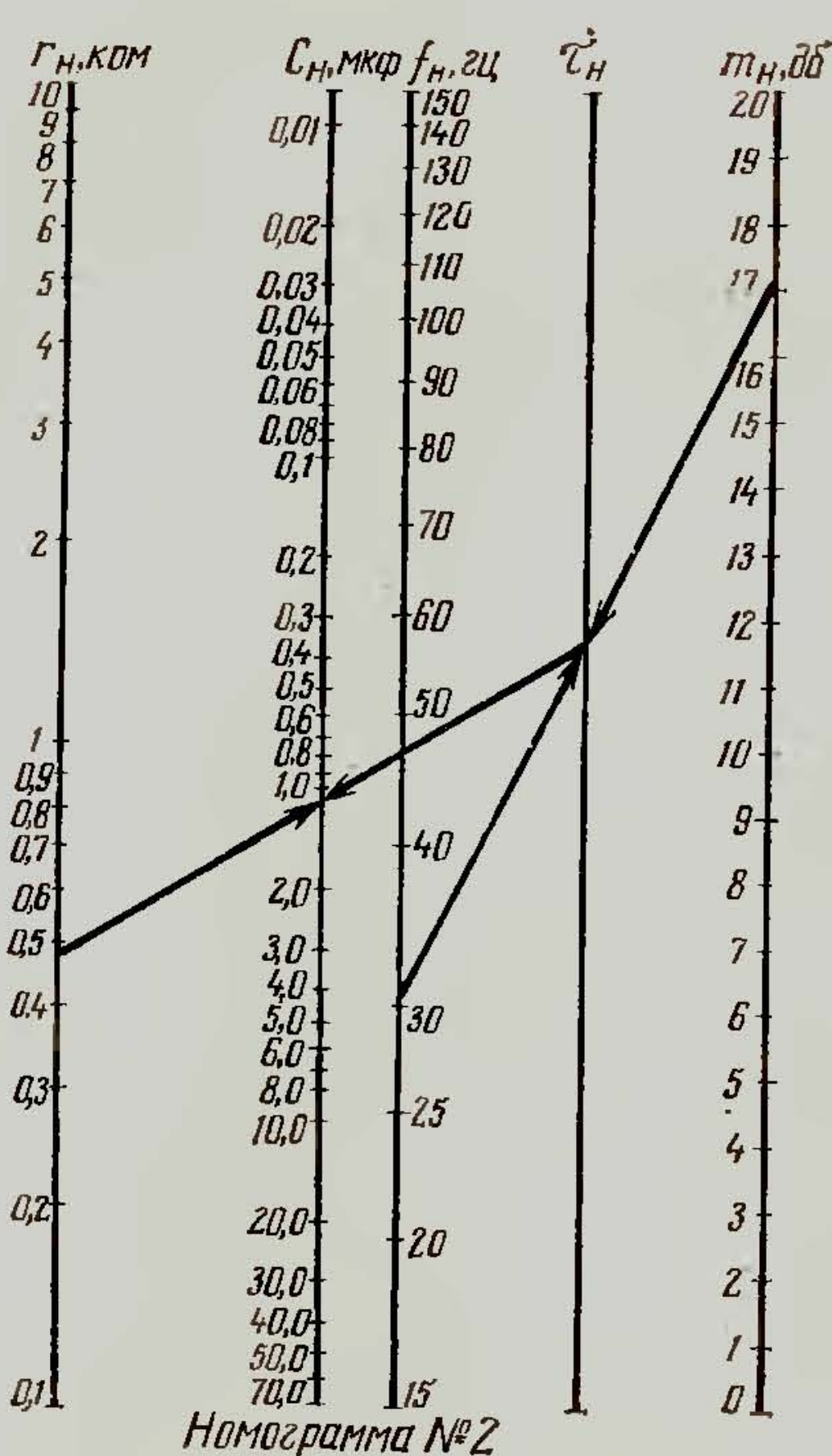
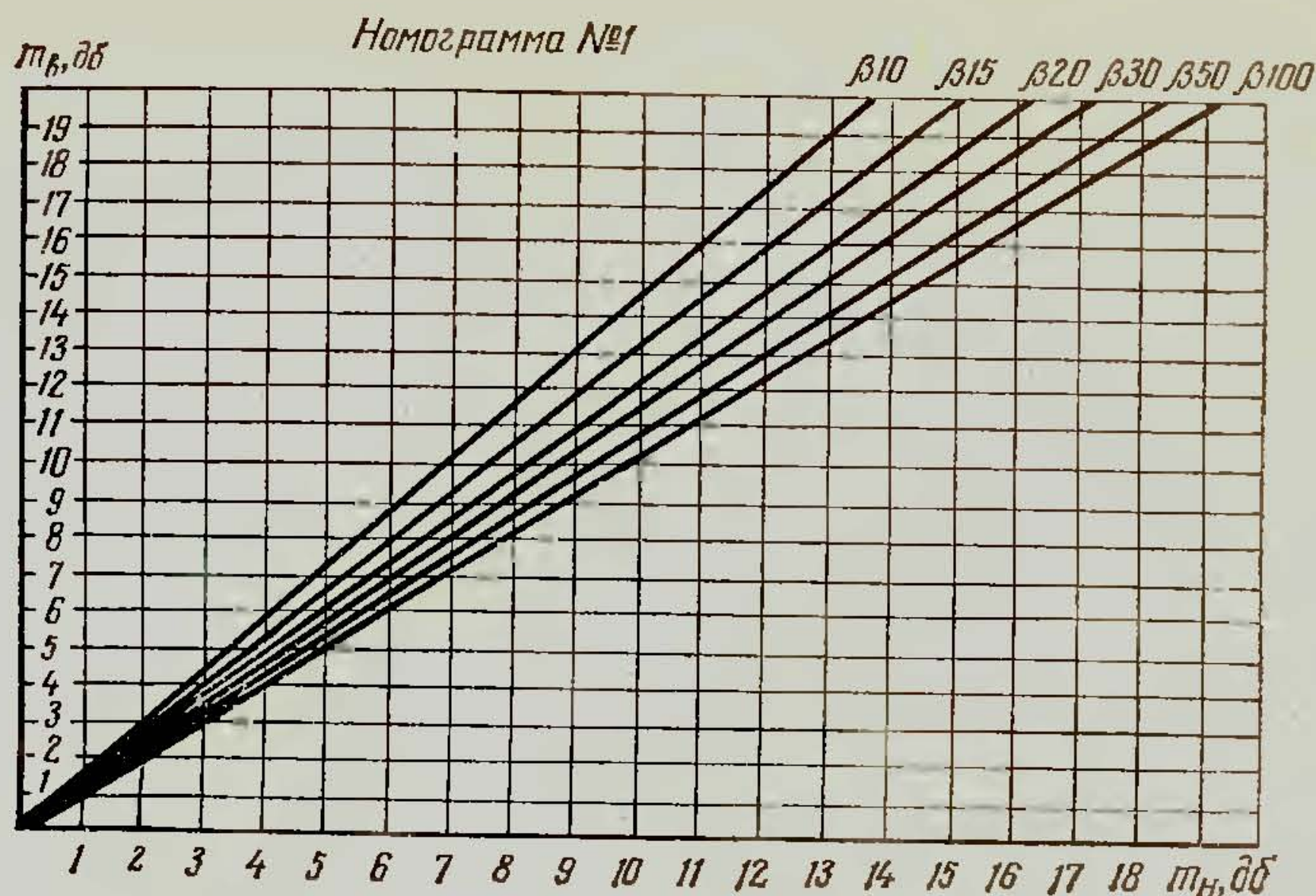


Таблица 1

β	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$m_{H. \text{ полн}}, \text{ дб}$	17,8	23	26,5	29	31	32,6	34	35	36	37

Таблица 2

α	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$m_B, \text{ дб}$	4	7	9,3	11,2	13,6	14	15,2	16,2	17	17,8	18,7	19,3	19,8
K_0	0,5	0,33	0,25	0,2	0,17	0,14	0,12	0,11	0,1	0,09	0,08	0,075	0,07
$a_0 = e_0$	0,5	0,67	0,78	0,8	0,83	0,86	0,88	0,89	0,9	0,91	0,92	0,925	0,93

Рассчитанный регулятор тембра имеет коэффициент передачи в некорректированной части диапазона (на средних частотах) $K_0 = 0,09$. Частотный баланс схемы наступает при $a_0 = e_0 = 0,91$, поэтому для плавной регулировки тембра необходимы переменные резисторы с обратной логарифмической зависимостью (кривая В). Для обеспечения расчетной глубины регулировки тембра необходимо, чтобы нагрузочное сопротивление регулятора тембра было намного больше его выходного сопротивления, а внутреннее сопротивление источника сигнала намного меньше входного сопротивления регулятора.