АКУСТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Том XXI 1975 Вып. 2

УДК 534.78

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ДИСКРЕТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ПРИРАЩЕНИЙ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Н. И. Козленко

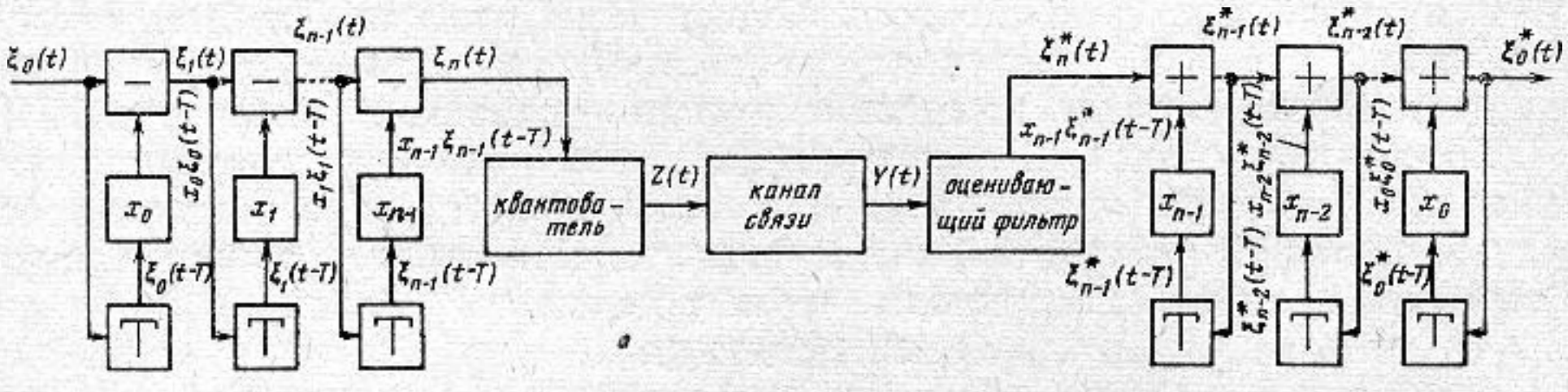
Получены статистические характеристики сигнала приращений, оценки сигнала приращений, оценки речевого сигнала, спектральные плотности полезной части сигнала и маскирующих шумов. Рассчитана разборчивость речи на выходе дискретного канала связи с помехами при квантовании приращений речевого сигнала на два уровня.

Одним из недостатков известных методов дискретной передачи речи [1] является их большая избыточность. Значительного сокращения избыточности указанных методов передачи речи можно достигнуть путем передачи по каналу связи не самого речевого сигнала, а его приращений.

На фиг. 1 представлена блок-схема системы связи для дискретной передачи приращений речевого сигнала. Из исходного аналогового сигнала $\xi_0(t)$ образуется n-кратный сигнал приращений, который можем записать в виде

$$\xi_n(t)=\xi_{n-1}(t)-x_{n-1}\xi_{n-1}(t-T). \tag{1}$$

Неизвестные весовые коэффициенты x_{n-1} можно определить из условий оптимизации характеристик системы связи по параметрам сигнала и помех. Сигнал $\xi_n(t)$ поступает на квантователь (фиг. 1), который осуществляет квантование по времени и уровням, а также кодирование дискретных сигналов. Полученные дискретные сигналы $Z(t)$ передаются по каналу связи. Наличие помех в канале связи приводит к тому, что на приемной стороне вместо переданных сигналов $Z(t)$ принимаются сигналы $Y(t)$.



Фиг. 1. Система дискретной передачи приращений сигнала

Сигналы $Y(t)$ используются для формирования оценки $\xi_n^*(t)$ n-кратного сигнала приращений $\xi_n(t)$ в оценивающем фильтре одним из известных способов [1].

На приемной стороне оценка $\xi_0^*(t)$ исходного аналогового сигнала $\xi_0(t)$ формируется, используя все предшествующие оценки $\xi_n^*(t)$, $\xi_{n-1}^*(t)$ ... ... $\xi_1^*(t)$ сигнала приращений кратности $n, n-1, n-2, \ldots, 1$.

Для расчета помехоустойчивости дискретной передачи приращений речевого сигнала, определим основные статистические характеристики

оценки $\xi_0^*(t)$, их связь с характеристиками оценки $\xi_n^*(t)$ n-кратного сигнала приращений $\xi_n(t)$ и исходного аналогового речевого сигнала $\xi_0(t)$.

В качестве критерия помехоустойчивости целесообразно использовать зависимость разборчивости речи на выходе канала связи от уровня помех в канале. Для расчета разборчивости речи необходимо определить спектральные плотности полезной части сигнала и маскирующего шума на выходе канала связи [2]. Так как речевой сигнал представляется последовательностью гласных и согласных звуков с нормальным законом распределения вероятностей [1], то распределение вероятностей n-кратного сигнала приращений также будет нормальным. Поэтому определим параметры распределения вероятностей n-кратного сигнала приращений. На основании формулы (1), нетрудно получить корреляционную функцию

$$B_n(\tau) = (1+x_{n-1}^2)\cdot B_{n-1}(\tau) - x_{n-1}[B_{n-1}(\tau-T)+B_{n-1}(\tau+T)], \tag{2}$$

где $B_{n-1}(\tau)$ — корреляционная функция $(n-1)$-кратного сигнала приращений $\xi_{n-1}(t)$. Выражение (2) можно представить в виде

$$B_n(\tau) = \sigma_{n-1}^2\{(1+x_{n-1}^2)\cdot r_{n-1}(\tau) - x_{n-1}[r_{n-1}(\tau-T)+r_{n-1}(\tau+T)]\}, \tag{3}$$

где σ_{n-1}^2, $r_{n-1}\tau$— соответственно дисперсия и коэффициент корреляции $\xi_{n-1}(t)$. Отсюда мы получаем дисперсию n-кратного сигнала приращения $\xi_n(t)$.

$$\sigma_n^2 = B_n(0) = \sigma_{n-1}^2[1+x_{n-1}^2-2x_{n-1}r_{n-1}(T)]. \tag{4}$$

Используя формулы (3), (4), напишем выражение для коэффициента корреляции n-кратного сигнала приращений

$$r_n(\tau) = \frac{(1+x_{n-1}^2)r_{n-1}(\tau) - x_{n-1}[r_{n-1}(\tau-T)+r_{n-1}(\tau+T)]}{1+x_{n-1}^2-2x_{n-1}r_{n-1}(T)} \tag{5}$$

Определим параметры оценки $\xi_n^*(t)$ n-кратного сигнала приращений $\xi_n(t)$. Оценку $\xi_n^*(t)$ можно представить в виде

$$\xi_n^*(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \xi_n^*(t_i) f(t-t_i),$$

где $\xi_n^*(t_i)$ — значение оценки в момент времени t_i, $f(t-t_i)$ — функция, описывающая форму импульсов квантования оценки. Так как $\xi_n^*(t_i) = \xi_{n-1}^*(t_i) - x_{n-1}\xi_{n-1}^*(t_i-T)$,

то

$$\xi_n^*(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [\xi_{n-1}^*(t_i) - x_{n-1}\xi_{n-1}^*(t_i-T)]f(t-t_i) \tag{6}$$

и корреляционная функция оценки $\xi_n^*(t)$

$$B_n^*(\tau) = (1+x_{n-1}^2)B_{n-1}^*(\tau) - x_{n-1}[B_{n-1}^*(\tau-T)+B_{n-1}^*(\tau+T)], \tag{7}$$

где $B_{n-1}^*(\tau)$ — корреляционная функция оценки $\xi_{n-1}^*(t)$ $(n-1)$-кратного сигнала приращений $\xi_{n-1}(t)$. На основании формул (7) и (3) получаем спектральную плотность оценки $\xi_n^*(t)$ n-кратного сигнала приращений

$$S_n^*(\omega) = (1+x_{n-1}^2-2x_{n-1}\cos\omega t)S_{n-1}^*(\omega).$$

Спектральная плотность оценки $\xi^{*}_{n-1}(t)$ будет

$$S^{*}_{n-1}(\omega)=\frac{S_n^{*}(\omega)}{1+x^2_{n-1}-2x_{n-1}\cos\omega t}. \tag{8}$$

Пользуясь этой формулой, можно установить связь между спектральными плотностями оценки $\xi_0^{*}(t)$ исходного аналогового сигнала $\xi_0(t)$ и оценки $\xi_n^{*}(t)$:

$$S_0^{*}(\omega)=\frac{S_n^{*}(\omega)}{\prod\limits_{i=1}^{n}(1+x^2_{i-1}-2x_{i-1}\cos\omega t)}. \tag{9}$$

Отсюда следует, что для получения спектральной плотности $S_0^{*}(\omega)$ оценки $\xi_0^{*}(t)$ необходимо определить весовые коэффициенты $x_0, x_1, \ldots, x_{n-1}$ и спектральную плотность $S_n^{*}(\omega)$ оценки $\xi_n^{*}(t)$. Мы ограничимся рассмотрением трех способов определения коэффициентов $x_0, x_1, \ldots, x_{n-1}$.

1. Коэффициенты $x_0, x_1, \ldots, x_{n-1}$ определяются из условия минимума дисперсии σ_n^2 n-кратного сигнала приращений

$$\frac{\partial\sigma_n^2}{\partial x_{n-1}}=0. \tag{10}$$

Тогда из формул (4) и (10) получаем

$$x_{n-1}=r_{n-1}(T) \tag{11}$$

и выражения (4), (5) и (9) примут вид

$$\sigma_n^2=\sigma^2_{n-1}[1-r^2_{n-1}(T)],$$

$$r_n(\tau)=\frac{[1+r^2_{n-1}(T)]r_{n-1}(\tau)-r_{n-1}(T)[r_{n-1}(\tau-T)+r_{n-1}(\tau+T)]}{1-r^2_{n-1}(T)}, \tag{12}$$

$$S_0^{*}(\omega)=\frac{S_n^{*}(\omega)}{\prod\limits_{i=1}^{n}[1+r^2_{i-1}(T)-2r_{i-1}(T)\cos\omega T]}.$$

Таким образом, при условии (11) получается система связи с предсказанием для передачи n-кратного сигнала ошибки предсказания $\xi_n(t)$ по одному предшествующему отсчету. В частном случае при $n=1$ получается известная система связи с предсказанием по предыдущему отсчету [1].

2. Коэффициенты $x_0, x_1, \ldots, x_{n-1}$ полагаются равными и удовлетворяют условию $x_0=x_1=x_2=\ldots=x_{n-1}=x$. Тогда формулу (1) можно представить в следующем виде:

$$\xi_n(t)=\sum_{k=0}^{n}(-1)^k C_n^k x^k \xi_0(t-kT). \tag{13}$$

На основании формул (13), (2)÷(5) и (7), получим

$$\sigma_n^2=\sigma_0^2\left\{\sum_{k=0}^{n}(C_n^k)^2 x^{2k}+\sum_{\substack{k=0\\(k\neq l)}}^{n}\sum_{l=0}^{n}(-1)^{k+l}C_n^k C_n^l x^{k+l} r_0[(k-l)T]\right\}, \tag{14}$$

(15) $$r_n(\tau) = \frac{r_0(\tau)\sum_{k=0}^{n}(C_n^k)^2 x^{2k} + \sum_{\substack{k=0\\(k\neq l)}}^{n}\sum_{l=0}^{n}(-1)^{k+l} C_n^k C_n^l x^{k+l} r_0[\tau+(k-l)T]}{\sum_{k=0}^{n}(C_n^k)^2 x^{2k} + \sum_{\substack{k=0\\(k\neq l)}}^{n}\sum_{l=0}^{n}(-1)^{k+l} C_n^k C_n^l x^{k+l} r_0[(k-l)T]},$$

где σ_0^2, $r_0(\tau)$ — соответственно дисперсия и коэффициент корреляции $\xi_0(t)$.

(16) $$S_0^*(\omega) = \frac{S_n^*(\omega)}{(1+x^2-2x\cos\omega T)^n}.$$

Таким образом, при условии (13) получается система связи для передачи n-кратного сигнала приращений с постоянным весом x.

3. Коэффициенты $x_0, x_1, x_2, \ldots, x_{n-1}$ полагаются равными и удовлетворяют условию

(17) $$x_0 = x_1 = x_2 = \ldots = x_{n-1} = 1.$$

В этом случае получается система связи для передачи n-кратного сигнала разности.

Статистические характеристики n-кратного сигнала разности получаются из формул (13)—(16), если положить $x=1$. Определим спектральные плотности полезной части сигнала и маскирующего шума для случая передачи приращений речевого сигнала методом импульсно-кодовой модуляции по каналу с помехами. Используя формулу [4], нетрудно получить спектральную плотность $S_n^*(\omega)$ оценки $\xi_n^*(t)$

(18) $$S_n^*(\omega) = \left[D_n^* + 2\sum_{\gamma=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a_k}{k!} r_n^k(\gamma T)\cos\omega\gamma T\right] F_0(\omega),$$

где

$$a_k = \left\{\sum_{l=1}^{N}\Psi^{(l)}\left[\Phi^{(k)}\left(\frac{\xi_l}{\sigma_n}\right) - \Phi^{(k)}\left(\frac{\xi_{l-1}}{\sigma_n}\right)\right]\right\}^2,$$

D_n^* — дисперсия оценки $\xi_n^*(t)$, $F_0(\omega)$ — спектральная плотность импульсов квантования, ξ_l, $\Psi^{(l)}$ — соответственно l-й порог и уровень квантования, N — число уровней квантования, $\Phi^{(k)}(x)$ — k-я производная интеграла вероятностей [3], и спектральную плотность $S_{n,\text{п}}^*(\omega)$ оценки помех $\xi_{n,\text{п}}^*(t)$

(19) $$S_{n,\text{п}}^*(\omega) = \frac{\delta^2}{4}(p_1+p_2-p_1^2-p_2^2)\sum_{k=1}^{\ln N/\ln 2} 2^{2k-1} F_0(\omega),$$

где δ — шаг квантования по уровню, p_1, p_2 — соответственно вероятности искажения символов «0» и «1». Коэффициент подавления m оценки $\xi_n^*(t)$ будет

(20) $$m = 1-p_1-p_2.$$

Поскольку [3]

$$\sum_{\gamma=1}^{\infty}\delta(\tau-\gamma T) = \frac{1}{T}\left(1+2\sum_{\beta=1}^{\infty}\cos\beta\omega_{\text{кв}}\tau\right) - \delta(\tau),$$

где $\omega_{кв}=\dfrac{2\pi}{T}$, $\delta=(\tau-\gamma T)$ — дельта-функция, выражение (18) можно привести к виду

$$(21)\qquad S_n^*(\omega)=\left\{\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a_k}{k!}S_k^*(\omega)+\sum_{\beta=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a_k}{k!}[S_k^*(\omega+\beta\omega_{кв})+\right.$$
$$\left.+S_k^*(\omega-\beta\omega_{кв})]\right\}\frac{F_0(\omega)}{2T}$$

где

$$(22)\qquad S_k^*(\omega\pm\beta\omega_{кв})=4\int_0^{\infty}r_n{}^h(\tau)\cos(\omega\pm\beta\omega_{кв})\tau\,d\tau$$

Выделяя в формуле (21) член ряда при $k=1$ и используя формулы (22), (12) и (20), нетрудно получить спектральную плотность полезной части сигнала на выходе канала связи системы с предсказанием при передаче n-кратного сигнала ошибки предсказания $\xi_n(t)$

$$(23)\qquad S_c^*(\omega)=\frac{(1-p_1-p_2)^2\cdot a_1}{\prod_{i=1}^{n}[1-r_{i-1}^2(T)]}S_c(\omega)\frac{F_0(\omega)}{2T}.$$

При всех других значениях k и β в формуле (21), используя (22), (12) и (20), получим спектральную плотность шумов квантования на выходе системы связи с предсказанием при передаче n-кратного сигнала ошибки предсказания $\xi_n(t)$

$$(24)\qquad S_{ш\,кв}^*(\omega)=\frac{(1-p_1-p_2)^2\left\{\sum_{h=2}^{\infty}\frac{a_h}{k!}S_h^*(\omega)+\right.}{\prod_{i=1}^{n}[1+r_{i-1}^2(T)-2r_{i-1}(T)\cos\omega T]}$$
$$\left.+\sum_{\beta=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a_h}{k!}[S_k^*(\omega+\beta\omega_{кв})+S_k^*(\omega-\beta\omega_{кв})]\right\}\frac{F_0(\omega)}{2T},$$

где $S_c(\omega)=4\int_0^{\infty}r_0(\tau)\cos\omega\tau\,d\tau$ — спектральная плотность исходного аналогового сигнала $\xi_0(t)$. Используя формулы (12) и (19), мы получим спектральную плотность помех на выходе системы связи с предсказанием при передаче n-кратного сигнала ошибки предсказания $\xi_n(t)$

$$(25)\qquad S_п^*(\omega)=\frac{\delta^2(p_1+p_2-p_1{}^2-p_2{}^2)\sum_{k=1}^{\ln N/\ln 2}2^{2k-1}}{4\prod_{i=1}^{n}[1+r_{i-1}^2(T)-2r_{i-1}(T)\cos\omega T]}F_0(\omega).$$

На основании формул (21), (22), (14)—(16), (19) и (20) нетрудно получить для системы связи при передаче n-кратного сигнала приращений

с постоянным весом x спектральную плотность полезной части сигнала на выходе канала связи

$$S_c^*(\omega) = \frac{(1-p_1-p_2)^2 a_1 S_c(\omega)}{\sum_{k=0}^{n} (C_n^k)^2 x^{2k} + \sum_{\substack{k=0 \\ (k\neq l)}}^{n} \sum_{l=0}^{n} (-1)^{k+l} C_n^k C_n^l x^{k+l} r_0[(k-l)T]} \frac{F_0(\omega)}{2T}, \tag{26}$$

спектральную плотность шумов квантования

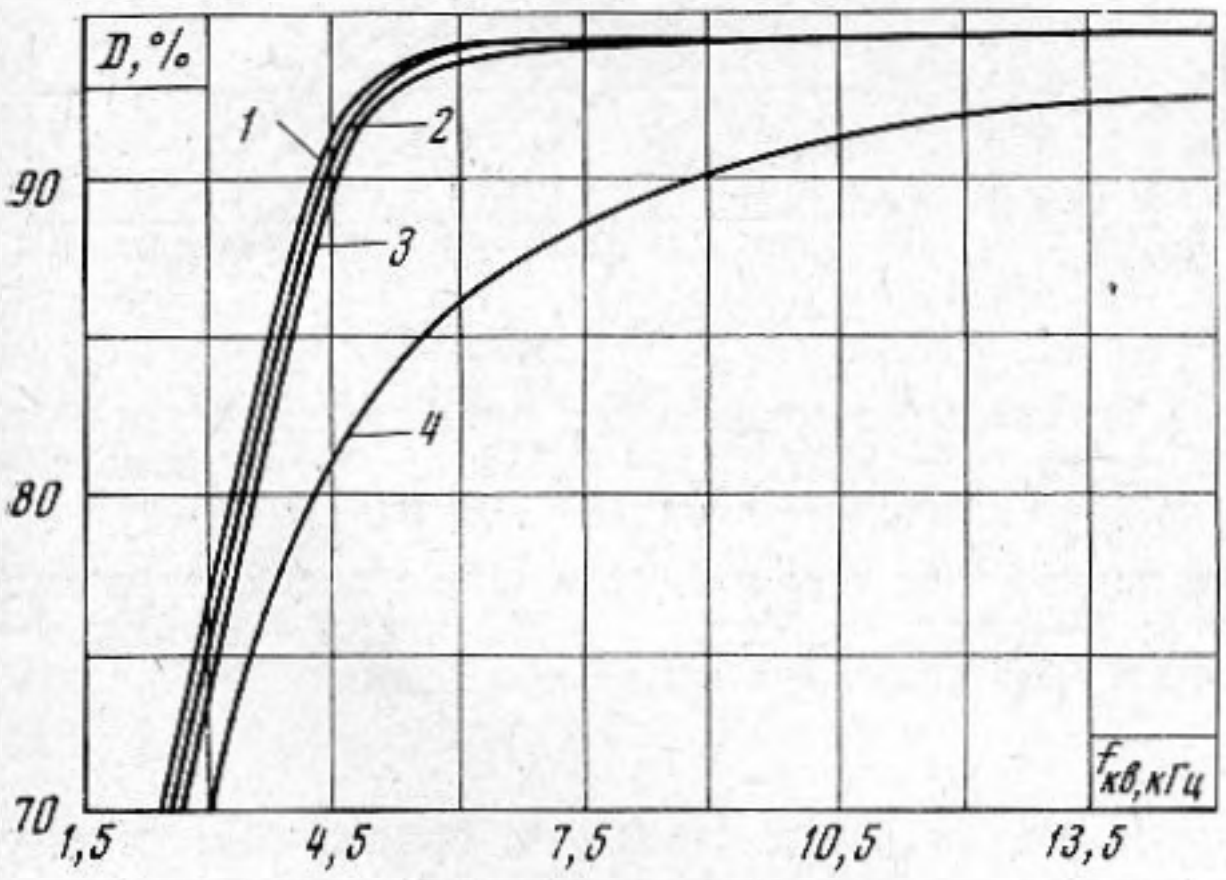
$$S_{ш\,кв}^*(\omega) = \frac{(1-p_1-p_2)^2 \left\{ \sum_{k=2}^{\infty} \frac{a_k}{k!} S_k^*(\omega) + \sum_{\beta=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k}{k!} [S_k^*(\omega+\beta\omega_{кв}) + S_k^*(\omega-\beta\omega_{кв})] \right\}}{(1+x^2-2x\cos\omega T)^n} \frac{F_0(\omega)}{2T}, \tag{27}$$

и спектральную плотность помех на выходе канала связи

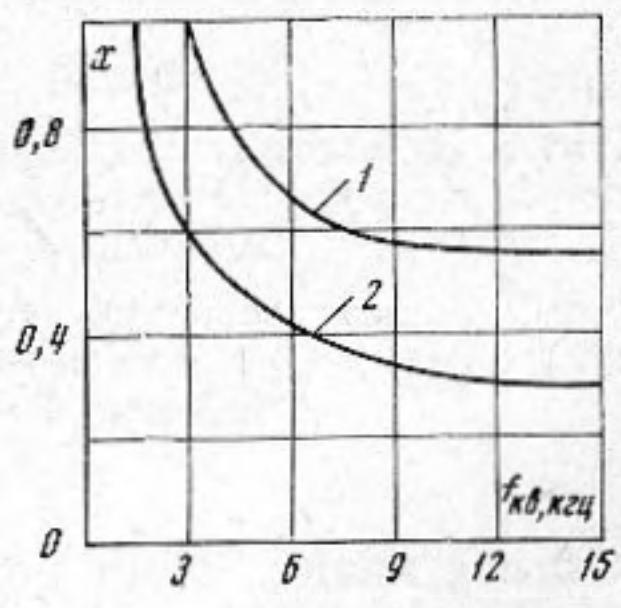
$$S_п^*(\omega) = \frac{\delta^2 (p_1+p_2-p_1^2-p_2^2) \sum_{k=1}^{\ln N/\ln 2} 2^{2k-1}}{4(1+x^2-2x\cos\omega T)^n} F_0(\omega). \tag{28}$$

Для системы связи при передаче n-кратного сигнала разности спектральные плотности полезной части сигнала, шумов квантования и помех находятся из формул (26)—(28) при условии $x=1$.

Спектральная плотность маскирующего шума на выходе канала связи определяется как сумма S^* (ω) и $S_п^*(\omega)$. Согласно выражениям (23)—(28), в соответствии с методикой расчета разборчивости речи [4], [2] была рассчитана на ЭВМ звуковая разборчивость D стандартного телефонного



Фиг. 2



Фиг. 3

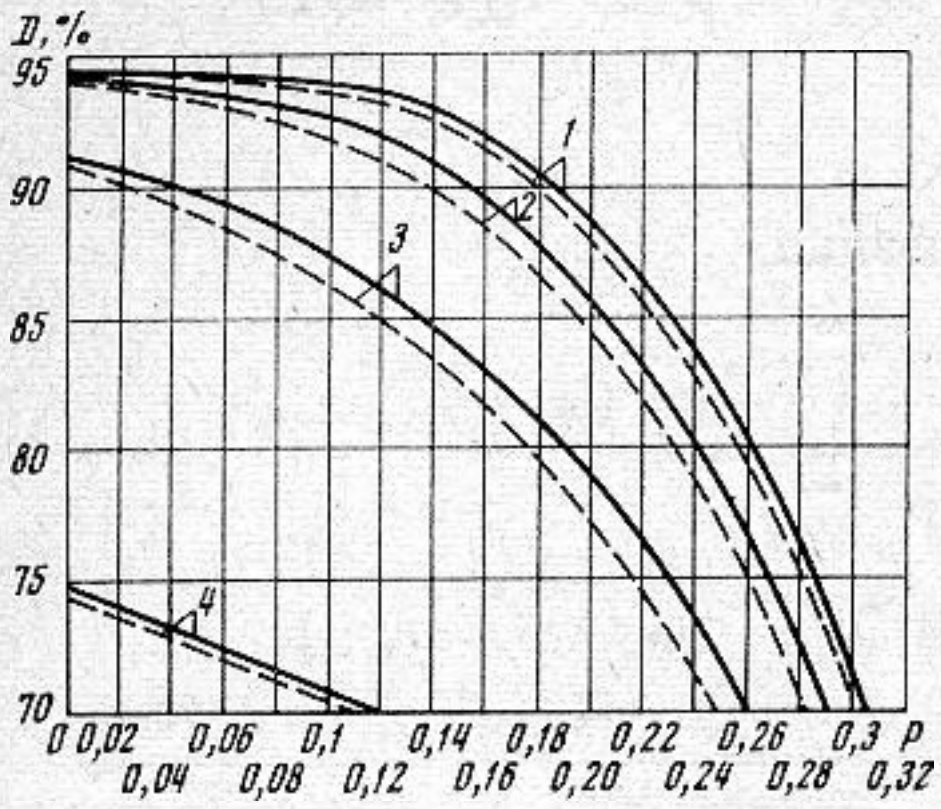
Фиг. 2. Зависимость разборчивости звуков D от частоты квантования $f_{кв}$: *1* – $x_0=x_1=x_2=x$; или $x_0=x_1=x$, $x_2=0$, или $x_0=x$, $x_1=x_2=0$; *2* – $x_0=1$; $x_1=x_2=0$; *3* – $x_0=r(T)$, $x_1=x_2=0$; *4* – $x_0=x_1=x_2=0$

Фиг. 3. Зависимость x_{opt} от частоты квантования $f_{кв}$: *1* – $x_0=x_1=x$, $x_2=0$; *2* – $x_0=x_1=x_2=x$; при $x_1=x_2=0$, $x_0=x=0{,}99$

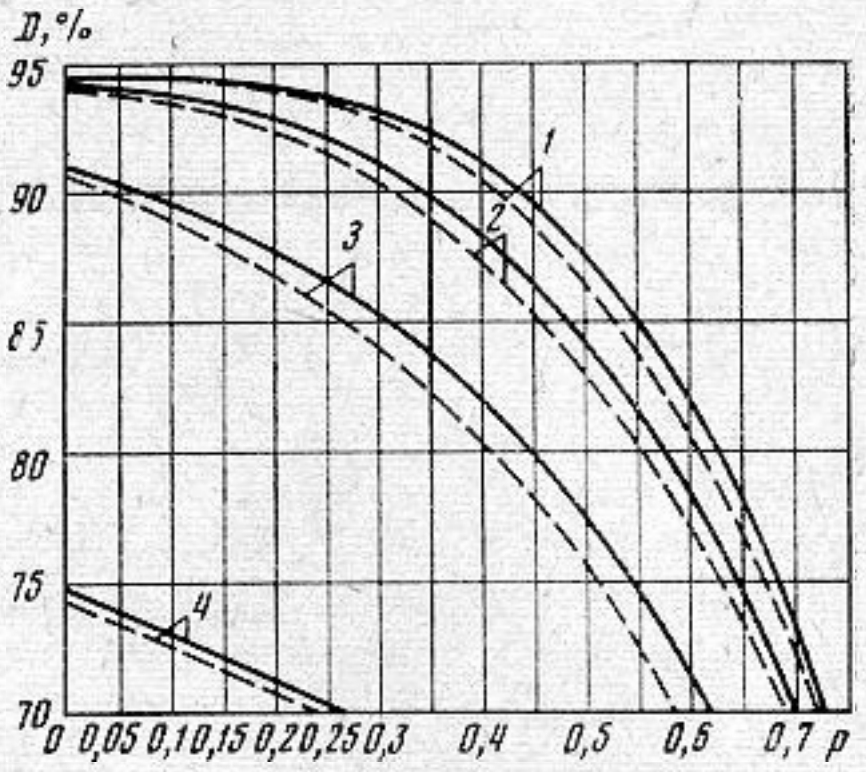
канала связи с полосой пропускания 300—3400 *Гц* и квантования сигнала приращений на 2 уровня ($N=2$).

Результаты расчета разборчивости речи приведены на фиг. 2—7.

Из рассмотрения зависимостей, показанных на фиг. 2—7, можно сделать вывод, что передача приращений речевого сигнала позволяет значительно повысить разборчивость речи. При передаче сигнала приращений



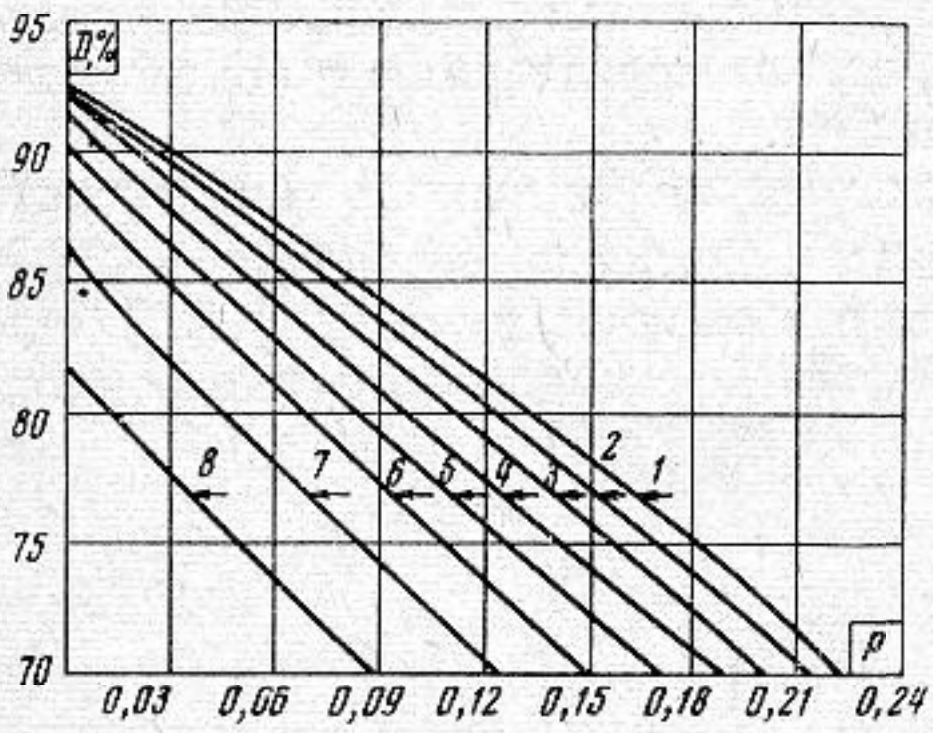
Фиг. 4



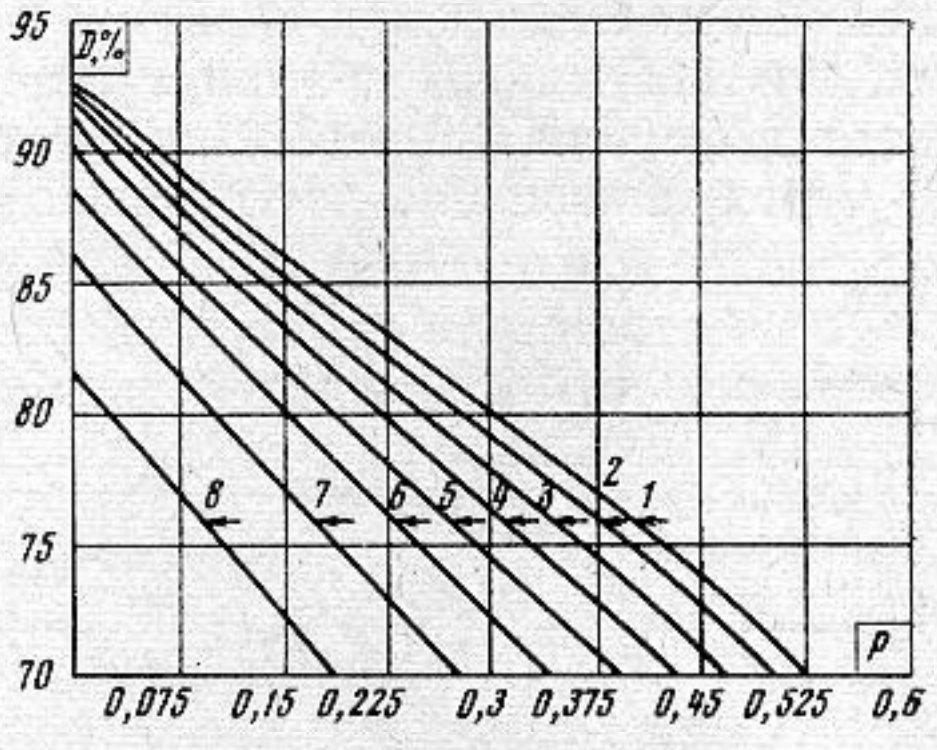
Фиг. 5

Фиг. 4. Зависимость разборчивости звуков D от вероятности ошибки; симметричный канал $p_1=p_2=p$: —$x_0=1$, $x_1=x_2=0$ – – –$x_0=r_0(T)$, $x_1=x_2=0$; *1* – для $f_{кв}=7{,}5$ кгц; *2* – 6,0 кгц; *3* – 4,5 кгц; *4* – 3,0 кгц

Фиг. 5. Зависимость разборчивости звуков D от вероятности ошибки; несимметричный канал $p_1=p$, $p_2=0$ или $p_1=0$, $p_2=p$; —$x_0=1$, $x_1=x_2=0$ – – –$x_0=r_0(T)$, $x_1=x_2=0$; *1* – для $f_{кв}=7{,}5$ кгц; *2* – 6,0 кгц; *3* – 4,5 кгц; *4* – 3,0 кгц



Фиг. 6



Фиг. 7

Фиг. 6. Зависимость разборчивости звуков D от вероятности ошибки; симметричный канал $p_1=p_2=p$: $x_0=x_1=x_2=0$; *1* – для $f_{кв}=15$ кгц; *2* – 13,5 кгц; *3* – 12 кгц; *4* – 10,5 кгц; *5* – 9 кгц; *6* – 7,5 кгц; *7* – 6 кгц; *8* – 4,5 кгц

Фиг. 7. Зависимость разборчивости звуков D от вероятности ошибки; несимметричный канал $p_1=p$; $p_2=0$ или $p_1=0$, $p_2=p$; *1* – для $f_{кв}=15$ кгц; *2* – 13,5 кгц; *3* – 12 кгц; *4* – 10,5 кгц; *5* – 9 кгц; *6* – 7,5 кгц; *7* – 6 кгц; *8* – 4,5 кгц

частота квантования получается значительно ниже по сравнению со случаем передачи исходного сигнала (фиг. 2, кривые *4* и *3*). Оптимизация разборчивости по весовому коэффициенту x дает небольшое увеличение звуковой разборчивости (фиг. 2, кривая *1*). Помехоустойчивость при передаче приращений речевого сигнала существенно выше, чем при передаче самого сигнала (фиг. 4—7). Звуковая разборчивость при передаче однократного сигнала разности (фиг. 4, 5) несколько выше, чем при передаче сигнала ошибки предсказания.

Полученные результаты демонстрируют целесообразность дискретной передачи приращений речевого сигнала и позволяют оценить помехоустойчивость систем связи непосредственно по разборчивости речи.

ЛИТЕРАТУРА

1. *А. И. Величкин.* Теория дискретной передачи непрерывных сообщений. М., «Сов. радио», 1970, 296.
2. *Н. Б. Покровский.* Расчет и измерение разборчивости речи. М., Связьиздат, 1962, 391.
3. *В. И. Тихонов.* Статистическая радиотехника. М., «Сов. радио», 1966, 678.
4. *Н. И. Козленко.* Помехоустойчивость импульсно-кодовой модуляции при передаче речи. Радиотехника, 1972, *27*, 2, 21.

Поступила
6 сентября 1973 г.