

ФАЗОВЫЕ КОРРЕКТОРЫ ДЛЯ ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛОВ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

В. К. Маригодов

Севастополь

При передаче по телефонным каналам малоканальных радиорелейных линий с частотным уплотнением и ЧМ фототелеграфных сигналов качество принимаемых изображений в значительной степени зависит от амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик низкочастотного тракта, а также группового и высокочастотного трактов. Особое внимание при передаче фототелеграфной информации уделяется обеспечению линейности фазо-частотных характеристик указанных трактов. В отличие от многоканальных радиорелейных линий с частотным уплотнением и ЧМ в малоканальных радиорелейных линиях наиболее существенное значение имеет нелинейность фазо-частотных характеристик низкочастотного тракта [1]. С увеличением скорости фототелеграфирования и протяженности радиорелейной линии степень фазовых искажений возрастает.

Качество передачи фототелеграфных сигналов наиболее удобно оценить по переходным характеристикам. Г. В. Добровольский [2, 3] исследовал переходные характеристики «узкополосных» каналов, т. е. таких каналов, в которых несущая частота гораздо больше эффективной полосы пропускания канала

$$\omega_0 \gg \omega_2 - \omega_1,$$

где ω_0 — несущая частота АМ фототелеграфного сигнала;
 ω_1 и ω_2 — нижняя и верхняя граничные частоты эффективной полосы пропускания телефонного канала.

В телефонных каналах малоканальных радиорелейных линий справедливо соотношение

$$\omega_0 \approx \omega_2 - \omega_1.$$

Таким образом, эти каналы можно считать «шарикополосными». Поэтому интересно рассмотреть переходные характеристики «широкополосных» каналов и устройства для фазовой коррекции последних.

При достаточно высокой скорости фототелеграфирования для лучшего использования эффективной полосы пропускания канала осуществляют обычно ассиметричную передачу спектра боковых частот АМ сигнала. Идеализированная амплитудно-частотная характеристика такого

канала приведена на рис. 1. В соответствии с рис. 1 такая характеристика канала аппроксимируется выражениями (1)

$$\left. \begin{aligned} K(\omega) &= 1 && \text{при } \omega_2 \leq \omega \leq \omega_3 \\ K(\omega) &= 0,5 \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} && \text{при } \omega_3 \leq \omega \leq \omega_2 \\ K(\omega) &= 0 && \text{при } \omega_1 > \omega < \omega_2 \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где $K(\omega)$ — значение модуля коэффициента передачи;

ω_1 — нижняя граничная частота эффективной полосы пропускания канала;

ω_0 — несущая частота АМ сигнала;

ω_3 и ω_2 — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты области среза при работе с частичным подавлением спектра боковых частот (рис. 1).

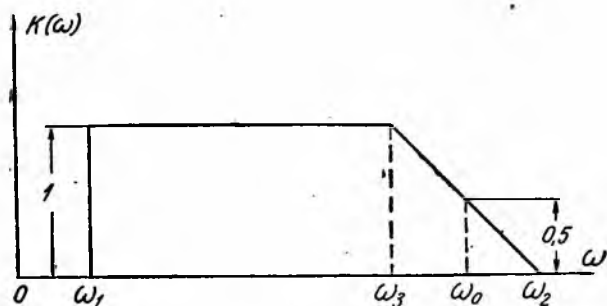


Рис. 1. Идеализированная амплитудно-частотная характеристика телефонного канала при асимметричной передаче спектра.

На рис. 2. представлена усредненная для десяти трактов фазо-частотная характеристика тракта модулятор-демодулятор телефонного канала малоканальной радиорелейной станции. Для снятия фазо-частотной характеристики применялся фазочувствительный вольтметр типа ВФ-1.

Приведенная характеристика, как видно, нелинейна, особенно вблизи граничных частот эффективной полосы канала. Аналитически наиболее удобно фазо-частотную характеристику представить в виде

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 + \omega t_0 + A \sin(\omega - \omega_0) t_1, \quad (2)$$

где φ_0 — начальный фазовый сдвиг;

A — максимальное отклонение фазо-частотной характеристики от линейного закона

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 + \omega t_0;$$

t_1 — число, определяющее период колебательных изменений фазо-частотной характеристики в полосе частот $\omega_1 \div \omega_2$.

Если на вход телефонного канала подается синусоидальное напряжение, модулированное по амплитуде единичным скачком, то такой сигнал можно представить в виде [4]

$$U_1(t) = U_0 \left(1 - \frac{m}{2}\right) \sin \omega_0 t + \frac{U_0 m}{2\pi} \int_{\omega_0 - \omega}^{\infty} \cos \omega t d\omega, \quad (3)$$

где U_0 — амплитуда модулированного сигнала;
 m — коэффициент глубины модуляции.

Не учитывая постоянной составляющей, определяемой первым слагаемым формулы (3), и полагая, что $U_0 = 1$ и $m = 1$, переходную характеристику канала запишем следующим образом:

$$U_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\cos[\omega t - \varphi(\omega)]}{\omega_0 - \omega} K(\omega) d\omega, \quad (4)$$

где $K(\omega)$ — модуль коэффициента передачи;
 $\varphi(\omega)$ — фазо-частотная характеристика канала.

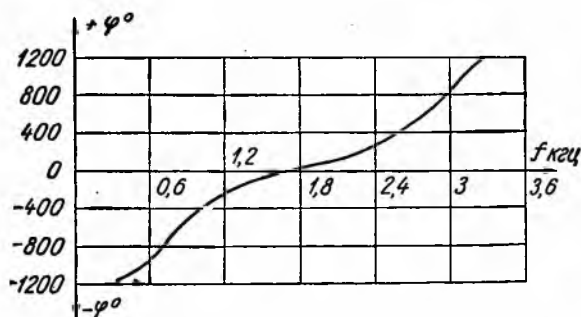


Рис. 2. Экспериментальная фазо-частотная характеристика тракта модулятор-демодулятор телефонного канала.

Рассматривая переходный процесс только при нарастании напряжения, можно после простейших тригонометрических преобразований написать

$$U_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\cos \omega t}{\omega_0 - \omega} K(\omega) \cos \varphi(\omega) d\omega. \quad (5)$$

Подставляя в выражение (5) значение $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ из (1) и (2), получим

$$\begin{aligned} U_2(t) = & \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\cos \omega t}{\omega_0 - \omega} \cos [\varphi_0 + \omega t_0 + A \sin(\omega - \omega_0) t_1] d\omega + \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_{\omega_2}^{\omega_1} \frac{\cos \omega t}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} \cos [\varphi_0 + \omega t_0 + A \sin(\omega - \omega_0) t_1] d\omega. \end{aligned} \quad (6)$$

Если предположить, что выполняется условие $\varphi_0 + \omega t_0 = m'\pi$, где m' — целое число, то после элементарных преобразований выражение (6) можно привести к виду

$$\begin{aligned} U_2(t) = & \frac{\cos \varphi_0}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cos [\omega t_0 + A \sin(\omega - \omega_0) t_1] \cos \omega t d\omega - \\ & - \frac{\sin \varphi_0}{2\pi} \int_{\omega_2}^{\omega_1} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \sin [\omega t_0 + A \sin(\omega - \omega_0) t_1] \cos \omega t d\omega + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\cos \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} \cos [\omega t_0 + A \sin (\omega - \omega_0) t_1] \cos \omega t d\omega - \\
& - \frac{\sin \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} \sin [\omega t_0 + A \sin (\omega - \omega_0) t_1] \cos \omega t d\omega. \quad (7)
\end{aligned}$$

Если считать, что амплитуда колебаний фазо-частотной характеристики A мала, тогда после элементарных тригонометрических преобразований выражение (7) можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
U_2(t) = & \frac{\cos \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} [\cos \omega (t + t_0) + \cos \omega (t - t_0)] d\omega - \\
& - \frac{\sin \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} [\sin \omega (t + t_0) - \sin \omega (t - t_0)] d\omega + \\
& + \frac{\cos \varphi_0}{8\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} [\cos \omega (t + t_0) + \cos \omega (t - t_0)] d\omega - \\
& - \frac{\sin \varphi_0}{8\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} [\sin \omega (t + t_0) - \sin \omega (t - t_0)] d\omega + \\
& + \frac{A}{4} \left\{ \frac{\cos \varphi_0}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} [\cos \omega (t - t_0 - t_1) - \cos \omega (t - t_0 + t_1)] d\omega - \right. \\
& - \frac{\cos \varphi_0}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} [\cos \omega (t + t_0 - t_1) - \cos \omega (t + t_0 + t_1)] d\omega - \\
& - \frac{\sin \varphi_0}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} [\sin \omega (t + t_0 + t_1) - \sin \omega (t + t_0 - t_1)] d\omega - \\
& - \frac{\sin \varphi_0}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{\omega_0 - \omega} [\sin \omega (t - t_0 - t_1) - \sin \omega (t - t_0 + t_1)] d\omega + \\
& + \frac{\cos \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_2}^{\omega_3} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} [\cos \omega (t - t_0 - t_1) - \cos \omega (t - t_0 + t_1)] d\omega - \\
& - \frac{\cos \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_2}^{\omega_3} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} [\cos \omega (t + t_0 - t_1) - \cos \omega (t + t_0 + t_1)] d\omega - \\
& - \frac{\sin \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_2}^{\omega_3} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} [\sin \omega (t + t_0 + t_1) - \sin \omega (t + t_0 - t_1)] d\omega - \\
& \left. - \frac{\sin \varphi_0}{4\pi} \int_{\omega_2}^{\omega_3} \frac{1}{\omega_0 - \omega} \cdot \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2 - \omega_0} [\sin \omega (t - t_0 + t_1) - \sin \omega (t - t_0 - t_1)] d\omega \right\}. \quad (8)
\end{aligned}$$

Если принять, что $\varphi_0 = m''\pi$, где m'' — целое число, то получим

$$\cos \varphi_0 = \pm 1; \sin \varphi_0 = 0. \quad (9)$$

Согласно рис. 1 и выражению (1) имеем

$$\omega_0 - \omega_3 = \omega_2 - \omega_0. \quad (10)$$

В соответствии с режимом асимметричной работы канала выполняется условие (рис. 1)

$$(\omega_0 - \omega_1) \gg (\omega_0 - \omega_3) = (\omega_2 - \omega_0). \quad (11)$$

После преобразований и интегрирования с учетом соотношений (9), (10) и (11) окончательно получим

$$\begin{aligned} U_2(t) = & \frac{1}{4\pi} [\text{Si}(\omega_0 - \omega_1)(t + t_0) - \text{Si}(\omega_2 - \omega_0)(t + t_0) + \\ & + \text{Si}(\omega_0 - \omega_1)(t - t_0)] \sin \omega_0 t + \\ & + \frac{1}{4\pi} [\text{Ci}(\omega_0 - \omega_1)(t - t_0) - \text{Ci}(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0) + \\ & + \frac{\sin(\omega_2 - \omega_0)(t \mp t_0)}{(\omega_2 - \omega_0)(t \mp t_0)} + \frac{\sin(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0)}{(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0)}] \cos \omega_0 t + \\ & + \frac{A}{2} \left\{ \frac{1}{4\pi} [\text{Si}(\omega_0 - \omega_1)(t - t_0 - t_1) - \text{Si}(\omega_0 - \omega_1)(t - t_0 - t_1)] \right\} \sin \omega_0 t + \\ & + \frac{A}{2} \left\{ \frac{1}{4\pi} [\text{Ci}(\omega_0 - \omega_1)(t - t_0 - t_1) - \right. \\ & - \text{Ci}(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0 - t_1) + \frac{\sin(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0 - t_1)}{(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0 - t_1)} + \\ & + \left. \frac{\sin(\omega_2 - \omega_0)(t \mp t_0 \mp t_1)}{(\omega_2 - \omega_0)(t \mp t_0 \mp t_1)}] - \frac{1}{4\pi} [\text{Ci}(\omega_0 - \omega_1)(t - t_0 + t_1) - \right. \\ & - \text{Ci}(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0 + t_1) + \frac{\sin(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0 + t_1)}{(\omega_2 - \omega_0)(t - t_0 + t_1)} + \\ & + \left. \frac{\sin(\omega_2 - \omega_0)(t \mp t_0 - t_1)}{(\omega_2 - \omega_0)(t \mp t_0 - t_1)}] \right\} \cos \omega_0 t. \quad (12) \end{aligned}$$

Проанализируем полученное выражение. Первый член формулы (12) (выражение в квадратных скобках) представляет собой синфазную составляющую переходного процесса для канала с асимметричной передачей спектра боковых частот, второй — квадратную составляющую процесса, третий и четвертый (выражения в фигурных скобках) соответственно дополнительные синфазную и квадратурную составляющие, обусловленные нелинейностью фазо-частотной характеристики канала.

Произведем в качестве примера расчет переходного процесса по формуле (12) при передаче АМ сигнала на несущей частоте $f_0 = 1,85 \text{ кгц}$ по телефонному каналу радиорелейной станции. В соответствии с рис. 1 и выражениями (1) полагаем

$$\begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi 0,3 = 0,6\pi; & \frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0 - \omega_1} &= 0,6. \\ \omega_0 &= 2\pi 1,85 = 3,7\pi; \end{aligned}$$

Пусть фазо-частотная характеристика канала имеет вид

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 + \omega t_0 + A \sin\left(\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0 - \omega_1} \pi\right),$$

тогда для этого случая

$$t_1 = -\frac{\pi}{\omega_0 - \omega_1} = -\frac{\pi}{3,1\pi} \approx -0,3.$$

Огибающую переходного процесса при асимметричной передаче спектра боковых частот можно определить по формуле

$$U_2'(t) \approx \sqrt{[P(t)]^2 + [Q(t)]^2}, \quad (13)$$

где $P(t)$ — синфазная, а $Q(t)$ — квадратурная составляющие переходного процесса.

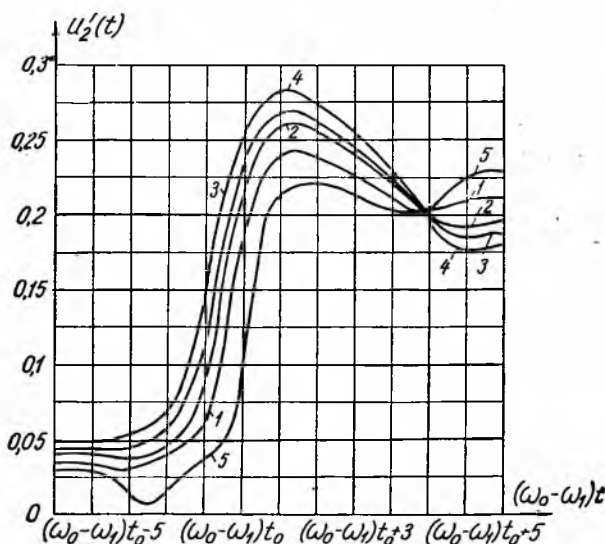


Рис. 3. Огибающие переходных характеристик телефонного канала радиорелейной линии связи.

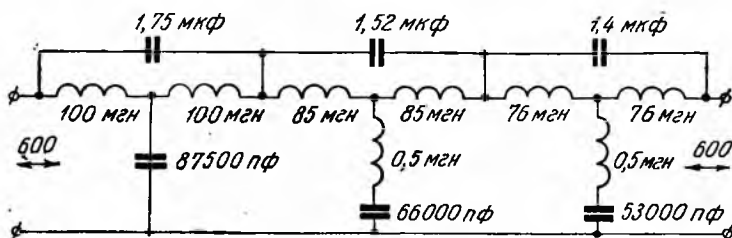
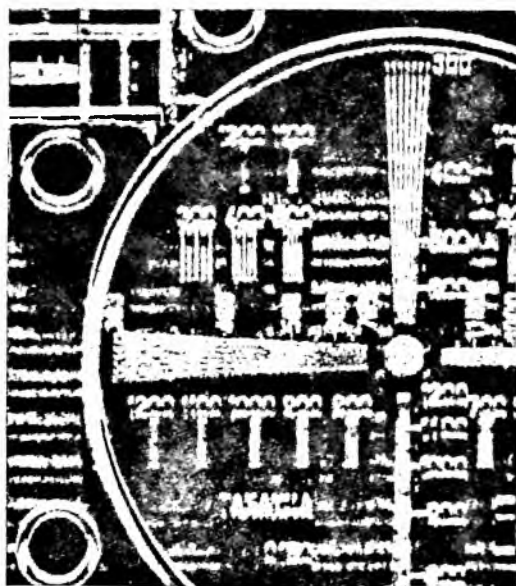


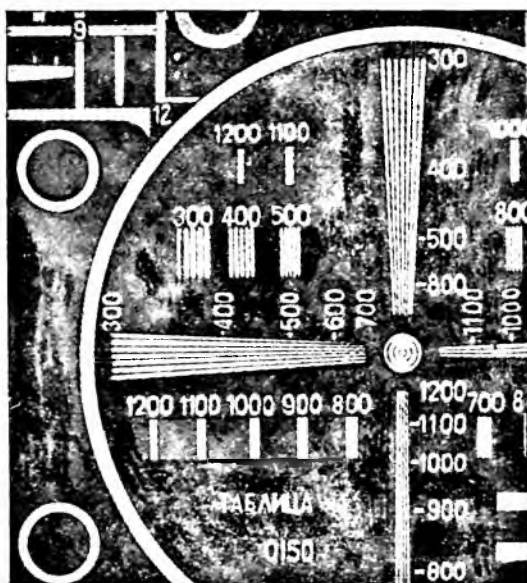
Рис. 4. Принципиальная схема экспериментального фазового корректора.

На рис. 3 приведены огибающие переходных характеристик, рассчитанные по формулам (12) и (13) для различных значений амплитуды отклонения фазо-частотной характеристики. Кривая 1 соответствует случаю $A = 0$, кривые 2, 3, 4 и 5 построены соответственно для $A = 0,2$; $0,3$; $0,4$ и $-0,3$.

Сравнивая кривые, видим, что с увеличением амплитуды колебаний фазо-частотной характеристики ($A > 0$) происходит увеличение верхнего выброса переходной характеристики δ . За установившееся значение амплитуды огибающей процесса принимаем $U_2'(t) = 0,2$ (рис. 3). Тогда при $A = 0$ верхний выброс $\delta = 20\%$. При $A = 0,3$ верхний выброс составляет 37% , при $A = 0,4$ $\delta = 42\%$. Наоборот, при $A < 0$ происходит



а



б

Рис. 5. Изображение, переданное по телефонному каналу радиорелейной линии на грассе с двумя ретрансляциями сигнала:
 а — при отсутствии фазокорректирующих устройств;
 б — при наличии фазокорректирующих устройств.

увеличение нижнего выброса переходной характеристики и уменьшение верхнего. Это равносильно искажению АМ сигнала не при нарастании напряжения (для этого случая построены характеристики рис. 3), а при спаде.

Таким образом, нелинейность фазо-частотных характеристик телефонного канала радиорелейной линии приводит к значительным искажениям фототелеграфных сигналов. Фазо-частотные искажения размывают яркостные переходы в изображении («тянущиеся продолжения»), а также оконтуривают детали изображения («пластика»).

Принцип коррекции фазо-частотных характеристик телефонных каналов сводится к включению в тракт четырехполосника, не вносящего амплитудно-частотных искажений и обладающего фазо-частотной характеристикой, дополняющей характеристику корректируемого канала (рис. 2) до линейной. Производить коррекцию отдельных элементов канала, вносящих фазовые искажения, нецелесообразно, так как это приводит к некоторому удорожанию типового канального оборудования, увеличению веса и габаритов последнего. Предлагается корректировать одним общим фазовым корректором весь тракт, «модулятор-демодулятор телефонного канала радиорелейной линии» [5]. Известен целый ряд методов расчета фазовых корректоров. Наиболее удобным является метод Г. Б. Давыдова [6], которым мы и пользовались для расчета канальных фазовых корректоров.

На рис. 4 приведена рассчитанная и экспериментально проверенная принципиальная схема фазового корректора для телефонного канала радиорелейной линии. Фазовый корректор представляет собой неминимально-фазовый пассивный четырехполосник, состоящий из скрещивающихся звеньев второго порядка. Корректор включался перед демодулятором приемной аппаратуры уплотнения.

На рис. 5, а дано изображение телевизионной испытательной таблицы № 0150, переданной по телефонному каналу радиорелейной линии на трассе с двумя ретрансляциями при отсутствии фазовой коррекции. Для передачи и приема изображений использовалась серийная фототелеграфная аппаратура ФТАП-М. На рис. 5, б приведено изображение таблицы № 0150, переданное при тех же условиях, но при включении фазовых корректоров (рис. 4) в аппаратуру уплотнения телефонных каналов. Сравнивая эти рисунки, видим, что фазовая коррекция телефонного канала радиорелейной линии значительно улучшает качество принимаемых изображений, устраняет пластику и тянущиеся продолжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. К. Маригодов. Коррекция сигналов изображения в каналах узкополосных радиорелейных линий связи. Труды учебных институтов связи, вып. 14, 1963.
2. Г. В. Добровольский. Влияние фазовых искажений на устанавливающиеся процессы в каналах связи. Сборник научных работ по проводной связи, вып. 3.
3. Г. В. Добровольский. Передача импульсов по каналам связи. Связьиздат, М., 1960.
4. В. К. Маригодов. Фазовая коррекция телефонного канала радиорелейной станции. Труды учебных институтов связи, вып. 16, 1963.
5. В. К. Маригодов. К вопросу об искажениях сигнала в преобразователях частоты телефонных каналов радиорелейных линий связи. Труды учебных институтов связи, вып. 17, 1963.
6. Г. Б. Давыдов. Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей. Связьиздат, М., 1958.