

11
0-74



А. И. Осипов

003-84

ЗМ 3385

СССР

**СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКАЯ ОШИБКА
ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕРЫВНОГО СООБЩЕНИЯ
МЕТОДОМ ДВУСТОРОННЕЙ ШИМ
ПЕРВОГО РОДА**

МОСКВА—1984

Министерство высшего и среднего специального
образования СССР

Московский ордена Трудового Красного Знамени
инженерно-физический институт

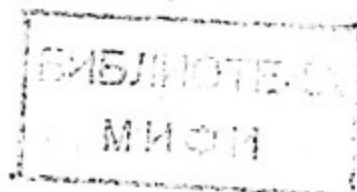
П
0-74

А.И.Осипов

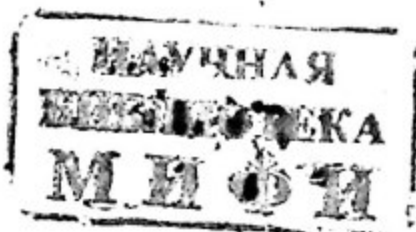
СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКАЯ ОШИБКА ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕ-
РЫВНОГО СООБЩЕНИЯ МЕТОДОМ ДВУСТОРОННЕЙ ШИМ
ПЕРВОГО РОДА

003-84

Утверждено
редсоветом института



Москва 1984



Осипов А.И. Среднеквадратическая ошибка передачи непрерывного сообщения методом двусторонней ШИМ первого рода.- М.: препринт МИФИ, 003-84 , 1984, 28 с.

Систематически излагается вопрос точности передачи непрерывного сообщения по реальным каналам связи с двусторонней ШИМ первого рода. Определяются требования к элементам канала связи.

© Московский инженерно-физический институт, 1984 г.

Александр Иванович Осипов

Среднеквадратическая ошибка передачи непрерывного сообщения методом двусторонней ШИМ первого рода

Рукопись поступила в издательский отдел 4/VI-84 г.

Ответственный за выпуск А.И.Осипов

Л.-83354 Подписано в печать 21/IX-84 г. Формат 60x84 I/16
П.л. 1,75 Уч.-изд.л. 1,75 Тираж 120 экз.
Изд.№ 003-84 Заказ 2302 Цена 10 коп.

Типография МИФИ, Каширское шоссе, д.31.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ), являющаяся разновидностью аналоговой импульсной модуляции, находит широкое применение для передачи непрерывного сообщения по нелинейным каналам связи. Уступая по помехоустойчивости импульсно-кодовой модуляции и дельта-модуляции, аналоговая модуляция требует по сравнению с ними значительно более узкой полосы пропускания канала связи. Это обусловило её применение в системах точной магнитной записи [1], измерительных преобразователях [2], аналоговых волоконно-оптических линиях связи [3]. Основной тенденцией развития подобных систем является повышение их точности и широкополосности при существующих ограничениях на быстродействие элементов канала связи. В работе [4] показано, что одним из наиболее перспективных в этом отношении методов аналоговой модуляции является односторонняя двусторонняя несимметричная ШИМ первого рода (ОДШИМ-1Н).

Настоящая работа посвящена анализу среднеквадратической ошибки передачи непрерывного сообщения методом ОДШИМ-1Н. При этом рассматривается реальный канал связи и проводится учёт влияния неидеальностей его элементов на точность передачи с целью определения требований к их характеристикам.

Для анализа систем с ОДШИМ-1Н применён спектральный метод. При этом предполагается, что на входе модулятора действует гармонический сигнал. Такой подход позволяет корректно выбрать параметры модуляции и определить требования к характеристикам элементов канала связи для достаточно широкого класса систем, в которых гармонический сигнал используется в качестве испытательного.

1. Спектр сигнала на выходе модулятора при ОДШИМ-1Н

Способ формирования модулированной импульсной последовательности при ОДШИМ-1Н показан на рис.1.

Неортогональный спектр получен в [5], но сделано неверное утверждение, что амплитуда полезного сигнала в случае ОДШИМ в два раза больше, чем при односторонней ШИМ. Видимо это привело к тому, что в работах [1,4] спектр ОДШИМ-1Н также записан неверно, что привело к завышенной величине среднеквадратической ошибки. В связи с этим приведём вывод спектра ОДШИМ-1Н и получим его в ортогональном виде.

Получим искомый спектр методом деформаций периодической импульсной последовательности [5].

Если на входе модулятора действует гармонический сигнал $x(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi)$, закон модуляции можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} t_k - t_0 - kT_0 &= \Delta\tau \sin(\omega_c t_k + \varphi) + \tau_0/2 \\ t_0 + kT_0 + T_0 - t'_k &= \Delta\tau \sin(\omega_c t'_k + \varphi) + \tau_0/2 \end{aligned} \right\}, \quad (I)$$

где $\Delta\tau = U_c \text{ctg} \alpha_0$.

Тогда, согласно [5], спектр будет иметь вид

$$F(t) = A \frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{T_0} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A}{m\pi} \left\{ \sin m\omega_c [t - \tau_1(t)] - \sin m\omega_c [t - \tau_2(t)] \right\}, \quad (2)$$

где $\tau_1(t) = t_k - kT_0$; $\tau_2(t) = t'_k - kT_0$; $\omega_0 = 1/T_0$.

Отсюда с учётом (I) получим

$$F(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A\Delta\tau}{T_0} \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A}{m\pi} \left\{ \sin m\omega_c \left[t - t_0 - \frac{\tau_0}{2} - \Delta\tau \sin(\omega_c t + \varphi) \right] - \sin m\omega_0 \left[t - t_0 + \frac{\tau_0}{2} - T_0 + \Delta\tau \sin(\omega_c t + \varphi) \right] \right\}.$$

После преобразования получим ортогональный спектр

$$\begin{aligned} F(t) &= \frac{A}{2} + \frac{AM}{2} \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_0\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin(\omega_0 m t + \Theta_m) \sin m \frac{\pi}{2} + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_p\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin(\omega_{mp} t + \Theta_{mp}) \sin(m+p) \frac{\pi}{2}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\omega_{mp} = m\omega_c + p\omega_c$; $\Theta_m = -m\omega_0 (t_0 + \tau_c) + \frac{\pi}{2}$;

$$\Theta_{mp} = \Theta_m + p\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right);$$

$M = 2U_c/U_n$ - глубина модуляции; $J_n(z)$ - функция Бесселя первого рода целочисленного аргумента.

Таким образом, в процессе модуляции гармонический сигнал, спектр которого состоит из одной гармоники с частотой ω_c , преобразуется в модулированную последовательность импульсов $F(t)$, спектр которой состоит из полезной составляющей (ПС) с частотой ω_c , составляющих с частотой дискретизации ω_0 и кратными ей частотами $m\omega_0$, а также составляющих с комбинационными частотами вида $m\omega_0 \pm p\omega_c$.

2. Критерии точности восстановления сообщения

Наличие в спектре выходного сигнала при ОДШИМ-ИМ комбинационных составляющих с частотами $m\omega_0 \pm p\omega_c$ приводит к тому, что некоторые из этих составляющих попадают в рабочую полосу частот и не могут быть отфильтрованы.

Таким образом, абсолютно точная передача непрерывного сообщения методом ШИМ принципиально невозможна, однако ошибку передачи можно сделать сколь угодно малой за счёт выбора параметров модуляции. В работе [5] показано, что это справедливо для всех видов импульсной модуляции, кроме амплитудно-импульсной.

Существует множество критериев точности передачи непрерывного сигнала по дискретным каналам связи [2,6]. В силу простоты расчётов, возможности непосредственного измерения и разработанности соответствующего математического аппарата одним из наиболее распространённых является критерий квадратичного отклонения. В данной работе за основу взят коэффициент среднеквадратических искажений (СКИ) K_f , впервые применённый в [5].

$$K_f = \frac{1}{\alpha_1 H(\omega_c)} \sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} [\alpha_p H(p\omega_c)]^2 + \sum_{m=1}^{\infty} [\beta_m H(m\omega_0)]^2 + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} [\gamma_{mp} H(\omega_{mp})]^2}, \quad (4)$$

где α_p - амплитуда гармоник частоты полезного модулирующего сигнала (ПМС);

β_m - амплитуда гармоник несущей частоты;

γ_{mp} - амплитуда комбинационных составляющих;

α_1 - амплитуда полезной составляющей;

$H(\omega)$ - АЧХ демодулирующего фильтра.

При некоторых видах импульсной модуляции, а также, как будет

показано ниже, при ОДШИМ-ИИ в случае нелинейного развёртывающегося сигнала зависимость ПС от ПМС носит нелинейный характер. Наличие нелинейной составляющей ПС с амплитудой δ можно учесть, введя в качестве меры точности передачи величину

$$K_f' = \sqrt{K_f^2 + \delta^2/\alpha_1^2}. \quad (5)$$

Разработку линий связи с импульсной модуляцией обычно ведут исходя из максимальной ошибки передачи сигнала с частотой $\omega_c \leq \omega_{\max}$. При этом мерой точности передачи может служить величина

$$K_{fM} = \max \{ K_f(\omega_c) \} \Big|_{\omega_c \leq \omega_{\max}}.$$

Для систем с ОДШИМ-ИИ K_{fM} соответствует частоте $\omega_c = \omega_{\max} [I]$.

3. Величина SKI при идеальном демодулирующем ФНЧ

На данном этапе анализа будем считать спектр входного сигнала финитным, т.е. ограниченным частотой ω_{\max} . Для достижения минимума SKI необходимо отфильтровать все составляющие спектра модулированной импульсной последовательности с частотами выше ω_{\max} . Очевидно, этому требованию в наибольшей степени удовлетворяет идеальный демодулирующий ФНЧ с характеристикой

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & \text{если } \omega \leq \omega_{\max} \\ 0, & \text{если } \omega > \omega_{\max}. \end{cases} \quad (6)$$

На основании (3-4) и (6) выражение для K_{fM} можно записать в виде

$$K_{fM} = \frac{4}{M\pi} \left\{ \sum_{m,p=1}^{\infty} \frac{1}{m^2} J_p^2\left(\frac{mM}{2}\right) H^2[(m-p)\omega_{\max}] \sin^2(m+p)\frac{\pi}{2} \right\}^{1/2}, \quad (7)$$

где $\mu = \omega_0/\omega_{\max}$ - коэффициент следования.

На рис.2 приведены рассчитанные по формуле (7) графики зависимости $K_{fM}(\mu)$ для различных значений глубины модуляции. Графики носят разрывный характер, что следует из ограничений на составляющие с частотами $(m-p)\omega_{\max}$.

4. Демодуляция реальными ФНЧ

На выходе реального демодулирующего ФНЧ присутствуют все со-

ставляющие спектра модулированной импульсной последовательности с разными весами, зависящими от амплитудно-частотной характеристики ФНЧ, что ухудшает точностные характеристики линии связи в целом.

На практике в качестве ФНЧ используют чаще всего фильтры с аппроксимацией по Баттерворту, Чебышеву, Бесселю или Кауэру.

Фильтр Баттерворта имеет наиболее плоскую АЧХ в полосе пропускания, которая имеет вид [7]

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1/[1+(\omega/\omega_{\text{ср}})^{2N}]^{1/2}, \quad (8)$$

где N - порядок фильтра.

Увеличение порядка ФНЧ Баттерворта делает более плоским участок характеристики в полосе пропускания и увеличивает крутизну характеристики в области перехода от полосы пропускания к полосе задерживания.

Характеристика ФНЧ Чебышева имеет большую крутизну среза за счёт того, что в полосе пропускания распределено несколько равновеликих пульсаций, число которых возрастает вместе с порядком фильтра. Нормированная АЧХ фильтра Чебышева порядка N с допустимой неравномерностью характеристики в полосе пропускания имеет вид [7]

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = \begin{cases} 1/\sqrt{1+z^2 T_N^2} & , N - \text{нечётное} \\ 1/\sqrt{1-z^2+z^2 T_N^2} & , N - \text{чётное,} \end{cases} \quad (9)$$

где

$$z = \begin{cases} \sqrt{1/(1-\epsilon)^2-1} & , N - \text{нечётное} \\ \sqrt{1-1/(1+\epsilon)^2} & , N - \text{чётное,} \end{cases}$$

$T_N = \cos[N \arccos(\omega/\omega_{\text{ср}})]$ - полином Чебышева.

Переход от полосы пропускания к полосе задерживания может быть сделан ещё более резким, если допустить пульсации характеристики и в полосе задерживания. Именно такую характеристику имеют ФНЧ Кауэра. Нормированная передаточная функция фильтра Кауэра порядка N имеет вид

$$H(p) = \begin{cases} (1 + \sum_{k=0}^{N/2-1} a_{N-2k} p^{N-2k}) / (1 + b_1 p + \dots + b_N p^N), & N - \text{чётное} \\ (1 + \sum_{k=0}^{(N-1)/2} a_{N-2k-1} p^{N-2k-1}) / (1 + b_1 p + \dots + b_N p^N), & N - \text{нечётное.} \end{cases} \quad (10)$$

Коэффициенты a_n и b_n табулированы для различных величин неравномерности затухания в полосе пропускания ΔA и гарантированного затухания в полосе задерживания A_s [8].

Рассмотренные типы ФНЧ имеют нелинейную фазовую характеристику, что приводит к наличию заметных колебаний на переходной характеристике. В том случае, когда требуется отсутствие выбросов при работе с импульсными сигналами, желательно иметь в распоряжении ФНЧ с постоянным групповым временем запаздывания (ГВЗ). Наиболее плоский участок кривой ГВЗ в полосе пропускания имеет фильтр Бесселя. Имея хорошие фазовые характеристики, ФНЧ Бесселя значительно уступает другим фильтрам в крутизне среза АЧХ. Нормированная передаточная функция фильтра Бесселя порядка N имеет вид

$$H(p) = 1 / (1 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_N p^N), \quad (II)$$

где b_n - некоторые вещественные табулированные коэффициенты [8].

На основании выражений (3) и (4) произведён расчёт величины СКИ для ФНЧ Баттерворта, Бесселя, Чебышева и Кауэра. При расчётах принималось $\omega_{cp} = \omega_{max}$.

На рис.3 приведены графики зависимостей $K_{jm}(\mu)$ для фильтров четвёртого порядка Бесселя (кривая 1), Баттерворта (кривая 2), Кауэра для $\Delta A = 0.177$ дБ и $A_s = 50$ дБ (кривая 3) и Чебышева для $\epsilon = 0.1$ (кривая 4) при $M = 0.4$. Здесь же пунктиром показана зависимость $K_{jm}(\mu)$ для идеального ФНЧ. При других значениях глубины модуляции M характер зависимостей не меняется. Анализ полученных графиков позволяет сделать ряд выводов:

- зависимости $K_{jm}(\mu)$ для реальных фильтров идут выше, чем для идеального ФНЧ и являются более гладкими;
- ФНЧ Бесселя имеют худшую крутизну среза АЧХ из всех рассмотренных фильтров, соответственно и значения K_{jm} при прочих равных условиях для ФНЧ Бесселя выше;
- фильтры Кауэра имеют очень высокую крутизну среза АЧХ, но немонотонное изменение затухания в полосе задерживания. Наличие пульсаций затухания в полосе задерживания существенно увеличивает K_{jm} , что особенно заметно в рабочем диапазоне значений коэффициента следования ($\mu > 4$). Лишь при гарантированном затухании $A_s > 60$ дБ точность демодуляции для ФНЧ Кауэра возрастает до величин, характерных для ФНЧ Чебышева. Если учесть, что реализовать фильтр Кауэра значительно труднее, чем ФНЧ Чебышева, то можно сделать вывод о том, что для систем с

ШИМ в качестве демодуляторов следует применять фильтры с монотонным затуханием в полосе задерживания, лучшими характеристиками среди которых обладают ФНЧ Чебышева.

На рис. 4 приведены графики зависимостей $K_{\pm m}(\mu)$ для ФНЧ Чебышева ($\varepsilon = 0.1$) третьего-пятого порядков при $M = 0.4$. Пунктирной линии соответствует идеальный ФНЧ. Анализ рис. 4 показывает, что для практики достаточно ФНЧ Чебышева четвертого, пятого порядка.

Крутизна среза АЧХ фильтра Чебышева увеличивается с ростом неравномерности в полосе пропускания. Соответственно увеличивается и точность передачи аналогового сигнала, как это показано на рис. 5 для ФНЧ Чебышева четвертого порядка при $\mu = 4$. Поэтому для снижения $K_{\pm m}$ необходимо выбирать максимально допустимую неравномерность АЧХ фильтра в полосе пропускания.

5. Требования к нестабильности характеристик демодулирующих ФНЧ

Как было показано выше, точность передачи аналогового сигнала в системах с импульсной модуляцией существенно зависит от характеристики демодулирующего ФНЧ.

Характеристики реальных фильтров в результате разброса параметров элементов, их деградации и изменения в диапазоне рабочих условий отклоняются от номинальных. Высокая чувствительность АЧХ фильтра к этим изменениям может привести к существенному ухудшению параметров системы в целом.

В линиях связи с импульсной модуляцией наименьшему $K_{\pm m}$, очевидно, соответствует настройка частоты среза демодулирующего ФНЧ на границу полосы пропускаемого сигнала. При этом обеспечивается максимальное подавление комбинационных составляющих спектра модулированной импульсной последовательности без искажения полезной составляющей сигнала.

Нестабильность частоты настройки фильтра при сохранении формы АЧХ приводит к эффектам двойного рода.

При уменьшении частоты среза демодулирующего ФНЧ неравномерность АЧХ системы в целом резко возрастает и выходит за границы допустимой. В результате сигнал с частотой, близкой к границе полосы пропускания, сильно ослабляется.

Увеличение частоты среза демодулирующего ФНЧ по сравнению с

номинальной ведёт к увеличению $K_{\mu M}$ за счёт комбинационных составляющих, попадающих в полосу пропускания фильтра. Количественная оценка этого увеличения была проведена на примере ФНЧ Чебышева четвёртого порядка с $\epsilon = 0.1$. Графики зависимости $K_{\mu M}(\omega_{\text{ср}}/\omega_{\text{макс}})$ для $\mu = 4$ и различных M приведены на рис.6. Из графиков видно, что точность передачи сигнала падает более, чем в два раза при увеличении частоты среза ФНЧ на 20% по сравнению с номинальной. Расчёты показывают, что для других типов ФНЧ и других значений μ зависимости имеют аналогичный характер.

Разброс значений элементов ФНЧ, а также их деградация и изменение под действием внешних факторов могут привести не только к изменению частоты среза фильтра, но и к изменению формы его АЧХ в полосе пропускания.

На рис.7а показана одна из наиболее распространённых реализаций ФНЧ четвёртого порядка в виде каскадного соединения двух секций, каждая из которых реализует передаточную функцию второго порядка вида $H(p) = K / (1 + \nu_1 p + \nu_2 p^2)$.

Пусть требуется реализовать ФНЧ Чебышева четвёртого порядка с номинальной неравномерностью АЧХ в полосе пропускания ϵ_c . На рис.7б для примера показана АЧХ Чебышева с $\epsilon_c = 4\%$ (кривая 1). При изменении постоянных времени в пределах $\pm 5\%$ от своих номинальных значений АЧХ меняется в пределах, показанных на рис.7б (кривые 2 и 3). При этом максимальная неравномерность АЧХ ϵ , обусловленная изменением постоянных времени, значительно превосходит номинальную неравномерность ϵ_c .

На рис.8 приведены графики зависимости $\epsilon(\epsilon_c)$ при возможном отклонении постоянных времени от номинальных значений на $\pm 5\%$ и $\pm 1\%$.

Таким образом, к стабильности АЧХ демодулирующих ФНЧ для линий связи с аналоговой модуляцией, в особенности для прецизионных, должны предъявляться весьма жёсткие требования. ФНЧ с каскадной реализацией в полной мере этим требованиям не удовлетворяют. Возможным выходом из положения является применение ФНЧ с некаскадной структурой, стабильность АЧХ которых существенно выше [9].

6. Динамический диапазон систем с ОДШИМ-ИИ

Как было показано выше, амплитуда ПС на выходе демодулятора зависит от произведения амплитуды импульса на входе ФНЧ на глубину модуляции. В то же время K_f падает при уменьшении M . Казалось бы, что для снижения СКИ необходимо выбирать малые значения M , а уменьшение амплитуды ПС компенсировать увеличением амплитуды импульсов. Однако при этом снижается отношение сигнал/шум, что приводит к уменьшению динамического диапазона.

Под динамическим диапазоном \mathcal{D} принято понимать отношение максимально допустимого ПМС к помехе, приведённой ко входу. В системах с импульсной модуляцией это определение теряет смысл, так как даже в отсутствии аддитивной помехи $\mathcal{D} \neq \infty$. Происходит это потому, что в системах с импульсной модуляцией основную роль играет модуляционная помеха, что приводит к тому, что входной сигнал с амплитудой меньшей некоторой $U_{смин}$ не может быть демодулирован, так как его $K_f > 1$.

Естественным выходом из этого положения является оценка \mathcal{D} по отношению максимального ПМС к эквивалентной аддитивной помехе, вычисленной путём среднеквадратического суммирования всех спектральных составляющих, пропущенных на выход системы, исключая ПС [1]. В основе такого подхода лежит метод полезной составляющей, изложенный в [10, 11].

Оценку \mathcal{D} по указанному методу, когда имеется только модуляционная помеха, можно получить через отношение

$$\mathcal{D} = M_{\max} / M_{\min}, \quad (12)$$

где M_{\min} определяется из (4), если положить $K_{fm} = 1$.

Ввиду малости M_{\min} можно в первом приближении ограничиться в спектре членами с $m = 1$ и $p = 0, \pm 1, \pm 2$ [1]. Тогда M_{\min} определяется из условия

$$\int_0^2 \left(\frac{\Gamma M_{\min}}{2} \right) H^2(\omega_c) + \int_2^{\infty} \left(\frac{\pi M_{\min}}{2} \right) [H^2(\omega_0 + 2\omega_c) + H^2(\omega_0 - 2\omega_c)] = \\ = \left(\frac{\pi M_{\min}}{4} \right)^2 H^2(\omega_c).$$

Учитывая, что при малых x $J_n(x) \approx (x/2)^n / \Gamma(n+1)$, где $\Gamma(n+1)$ — гамма-функция [12], получим

$$M_{\min} = 4 \sqrt{z} / \pi. \quad (13)$$

Величина z в выражении (I3) определяется из условия

$$az^2 - bz + c = 0,$$

где $a = H^2(\omega_0 + 2\omega_c) + H^2(\omega_c - 2\omega_c) \approx H^2(\omega_c - 2\omega_c)$;

$$b = H^2(\omega_c); \quad c = H^2(\omega_c). \quad (I4)$$

Расчёты показывают, что составляющей с амплитудой $J_2\left(\frac{\pi M_{\min}}{2}\right)$ можно пренебречь. Тогда

$$M_{\min} = \frac{4}{\pi} \frac{H(\omega_c)}{H(\omega_{cp})}. \quad (I5)$$

При этом величины M_{\min} , рассчитанные по формулам (I4) и (I5) отличаются не более, чем на 0.2% (при $\mu > 2.5$).

На рис.9 приведены графики зависимости $M_{\min}(\mu)$ для ФНЧ Бесселя (пунктирные кривые на рис.9а), Баттерворта (сплошные кривые на рис.9а), Чебышева при $\epsilon = 5\%$ и $\epsilon = 10\%$ (соответственно пунктирные и сплошные кривые на рис 9б).

Анализ полученных графиков позволяет сделать следующие выводы:

- M_{\min} убывает с ростом μ и порядка ФНЧ;
- из трёх рассмотренных типов ФНЧ при прочих равных условиях наибольший динамический диапазон имеют системы с демодулирующими ФНЧ Чебышева;
- увеличение неравномерности в полосе пропускания для ФНЧ Чебышева позволяет увеличить динамический диапазон.

Отметим, что полученная оценка величины M_{\min} справедлива лишь для ФНЧ невысокого порядка, когда модуляционная помеха определяется в основном составляющей спектра с частотой дискретизации.

7. Выбор входного ФНЧ

При ШИМ определённую точность передачи можно гарантировать лишь для входного сигнала с финитным спектром. Для ограничения спектра входного сигнала по частоте на вход модулятора ставят ФНЧ с частотой среза $\omega_{cp} = \omega_{\max}$, где ω_{\max} - максимальная частота в спектре полезного сигнала.

Реальные ФНЧ не могут обеспечить бесконечного подавления составляющих с частотами, большими ω_{cp} , что приводит к дополни-

тельной ошибке, вызванной попаданием комбинационных составляющих в полосу пропускания демодулирующего ФНЧ.

Величину ошибки за счёт сигнала $x(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi)$ при $\omega_c > \omega_{cp}$ удобно оценивать эффективным коэффициентом СКИ:

$$K_{эф} = \max \left\{ K_f H_M(\omega) H_D(\omega) \right\} \Big|_{\omega > \omega_{cp}}, \quad (I6)$$

где $H_M(\omega)$ - АЧХ входного ФНЧ, $H_D(\omega)$ - АЧХ демодулирующего ФНЧ, а K_f определяется по формуле (4).

$K_{эф}$ имеет простую физическую интерпретацию. Если на вход системы подавать сигнал $x(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi)$, то сигнал ошибки на выходе демодулятора при $\omega_c > \omega_{cp}$ не превысит величины $K_{эф} AM/2$.

С помощью $K_{эф}$ можно оценить влияние типа аппроксимации и порядка входного ФНЧ на точность передачи полезной части сигнала с неограниченным по частоте спектром.

На рис.10 приведены графики зависимости $K_{эф}(\mu)$ для демодулирующего ФНЧ Чебышева четвёртого порядка ($\epsilon = 0.1$) и входных ФНЧ Бесселя четвёртого порядка (кривая 2) и Чебышева ($\epsilon = 0.1$) третьего (кривая 1) и четвёртого (кривая 3) порядков. Пунктиром здесь же показана зависимость $K_{fM}(\mu)$ для идеального ФНЧ на входе. Из графиков следует, что в данном случае достаточно ограничиться входным ФНЧ Чебышева четвёртого порядка. При этом дополнительная ошибка за счёт неограниченности спектра входного сигнала мала по сравнению с ошибкой передачи полезной части входного сигнала.

8. Величина СКИ при несимметричном развёртывающем сигнале

Для учёта влияния несимметрии развёртывающего сигнала рассмотрим спектр одноканальной ШИМ-I при несимметричном развёртывающем сигнале треугольной формы (рис.11).

Найдём спектр методом деформаций периодической импульсной последовательности. При этом закон модуляции можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} t_k - t_0 - kT_0 &= \Delta\tau_1 \sin(\omega_c t_k + \varphi) + \tau_1/2 \\ t_0 + kT_0 + T_0 - t_k' &= \Delta\tau_2 \sin(\omega_c t_k' + \varphi) + \tau_2/2 \end{aligned} \right\},$$

где $\Delta\tau_1 = U_c \text{ctg} \alpha_1$; $\Delta\tau_2 = U_c \text{ctg} \alpha_2$.

Введя коэффициент симметрии $\rho = \tau_2 / \tau_1$ из выражения (2) после преобразований окончательно получим

$$\begin{aligned}
 F(t) = & \frac{A}{2} + \frac{AM}{2} \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A}{m\pi} \left| J_0\left(\frac{m\pi M}{1+\rho}\right) - (-1)^m J_0\left(\frac{m\pi M\rho}{1+\rho}\right) \right| \sin(m\omega_0 t + \theta_m) + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \frac{A}{m\pi} \left| J_p\left(\frac{m\pi M}{1+\rho}\right) - (-1)^{m+p} J_p\left(\frac{m\pi M\rho}{1+\rho}\right) \right| \sin[(m\omega_0 + p\omega_c)t + \theta_{mp}], \quad (I7)
 \end{aligned}$$

где $M = 2U_c / U_n$ - глубина модуляции;

$$\theta_{mp} = \arctg \left\{ \frac{[J_p(m\omega_c \tau_1) \sin \theta_1 - J_p(m\omega_c \tau_2) \sin \theta_2]}{[J_p(m\omega_c \tau_1) \cos \theta_1 - J_p(m\omega_c \tau_2) \cos \theta_2]} \right\};$$

$$\theta_1 = -m\omega_c(t_0 + \tau_1/2) + p(\varphi + \pi); \quad \theta_2 = -m\omega_c(t_0 - \tau_2/2 + T_0) + p\varphi;$$

$$\theta_m = \theta_{mp} |_{p=0}.$$

На рис. I2 приведены графики зависимости $K_{fM}(\rho)$ для $M = 0,4$ (пунктирные кривые) и $M = 0,2$ (сплошные кривые), рассчитанные по формуле (I7). При этом демодулирующий ФНЧ считался идеальным.

Анализ полученных зависимостей показывает:

- минимальному K_{fM} соответствует случай симметричного развёртывающего сигнала;
- несимметрия развёртывающего сигнала приводит к увеличению K_{fM} . Изменение K_{fM} мало для $2n < M < 2n+1$ и существенно для $2n-1 < M < 2n$, где $n = 1, 2, 3, \dots$

9. Случай бигармонического входного сигнала

Рассмотрим случай воздействия на вход системы с ОДШИМ-ИН бигармонического сигнала вида

$$x(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2),$$

что даст возможность оценить величину искажений, вызванных взаимным влиянием двух гармонических сигналов.

Кроме того, полученные результаты будут использованы ниже для учета влияния нелинейности развёртывающего сигнала на величину СКИ.

Закон модуляции при бигармоническом воздействии имеет вид

$$\left. \begin{aligned} t_k - t_0 - \kappa T_0 &= \Delta \tau_1 \sin(\omega_1 t_k + \varphi_1) + \tau_0/2 + \Delta \tau_2 \sin(\omega_2 t_k + \varphi_2) \\ t_0 + \kappa T_0 + T_0 - t'_k &= \Delta \tau_1 \sin(\omega_1 t'_k + \varphi_1) + \tau_0/2 + \Delta \tau_2 \sin(\omega_2 t'_k + \varphi_2) \end{aligned} \right\}$$

где $\Delta \tau_1 = U_{c1} \operatorname{ctg} \alpha_c$; $\Delta \tau_2 = U_{c2} \operatorname{ctg} \alpha_c$.

Тогда, в соответствии с (2)

$$F(t) = A \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \sin m \omega_c (t - \tau_1) - \sin m \omega_c (t - \tau_2) \right\}, \quad (I8)$$

где $\tau_1 = t_0 + \tau_0/2 + \Delta \tau_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \Delta \tau_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$;
 $\tau_2 = t_0 + T_0 - \tau_0/2 - \Delta \tau_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - \Delta \tau_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$.

Можно показать, что

$$\begin{aligned} \sin(a + b \sin x + c \sin y) &= J_0(b) J_0(c) \sin a + \\ &+ \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \left[J_0(c) J_p(b) \sin(a + px) + J_c(b) J_p(c) \sin(a + py) \right] + \\ &+ \sum_{\substack{i, j=-\infty \\ i, j \neq 0}}^{\infty} J_i(b) J_j(c) \sin(a + ix + jy). \end{aligned} \quad (I9)$$

Из выражения (I8) с учётом (I9) после ряда преобразований окончательно получим спектр модулированной импульсной последовательности в случае бигармонического входного сигнала

$$\begin{aligned} F(t) &= \frac{A}{2} + \frac{AM_1}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi) + \frac{AM_2}{2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2 + \pi) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} \left\{ J_0(a) J_0(b) \times \right. \\ &\times \sin(m \omega_c t + \theta_m) + \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \sin(m+p) \frac{\pi}{2} \left[J_p(a) J_0(b) \sin(\omega'_{mp} t + \theta'_{mp}) + J_p(b) J_0(a) \times \right. \\ &\times \left. \sin(\omega''_{mp} t + \theta''_{mp}) \right] + \sum_{\substack{i, j=-\infty \\ i, j \neq 0}}^{\infty} J_i(a) J_j(b) \sin(\omega_{mij} t + \theta_{mij}) \sin(m+i+j) \frac{\pi}{2} \left. \right\}, \end{aligned}$$

$$\omega'_{mp} = m \omega_c + p \omega_1; \quad \omega''_{mp} = m \omega_c + p \omega_2; \quad \omega_{mij} = m \omega_c + i \omega_1 + j \omega_2,$$

$$a = m \pi M_1 / 2; \quad b = m \pi M_2 / 2; \quad \theta_m = -m \omega_c (t_0 + \frac{T_0}{2}) + \frac{\pi}{2};$$

$$\theta'_{mp} = \theta_m + p(\varphi_1 + \frac{\pi}{2}); \quad \theta''_{mp} = \theta_m + p(\varphi_2 + \frac{\pi}{2});$$

$$\theta_{mij} = \theta_m + i(\varphi_1 + \frac{\pi}{2}) + j(\varphi_2 + \frac{\pi}{2}).$$

(20)

Сравнение выражения (20) с формулой (3) для гармонического входного сигнала даёт следующие результаты:

- спектр при бигармоническом воздействии не равен сумме спектров для каждого из гармонических сигналов;
- взаимное влияние гармонических сигналов проявляется в уменьшении амплитуд комбинационных составляющих с частотами $m\omega_0 \pm p\omega_1$ и $m\omega_0 \pm p\omega_2$ пропорционально $J_n(\frac{m\pi M_n}{2})$ ($n = 2$ для ω_1 и $n = 1$ для ω_2), а также в появлении составляющих с частотами $m\omega_0 \pm i\omega_1 \pm j\omega_2$. Амплитуды последних являются величинами второго порядка малости.

10. Требования к линейности развёртывающего сигнала

Пусть развёртывающий сигнал имеет форму, изображённую на рис.13. В первом приближении его можно представить как сумму линейного развёртывающего сигнала и синусоидальной добавки с частотой ω_0 и амплитудой δ .

Найдём спектр модулированной импульсной последовательности для чего воспользуемся выражением (20) для случая бигармонического входного сигнала. При этом нужно положить

$$\left. \begin{aligned} M_2/2 &= -\xi = -\delta/U_n; \\ \varphi_1 &= \varphi; \varphi_2 = -\omega_c t_0; \\ \omega_2 &= \omega_c; M_1 = M; \omega_1 = \omega_c. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Тогда для входного сигнала $x(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi)$ получим

$$\begin{aligned} F(t) &= \frac{A}{2} + \frac{AM}{2} \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + A\xi \sin(\omega_c t - \omega_c t_0) + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_0\left(\frac{m\pi M}{2}\right) J_0(m\pi\xi) \sin(m\omega_c t + \theta_m) \sin m\frac{\pi}{2} + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_p\left(\frac{m\pi M}{2}\right) J_c(m\pi\xi) \sin[(m\omega_c + p\omega_c)t + \theta_{mp}] \sin(m+p)\frac{\pi}{2} + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_p(m\pi\xi) J_0\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin[(m+p)\omega_c t + \theta_{mp}'] \sin(m+p)\frac{\pi}{2} + \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{i,j=-\infty \\ i,j \neq 0}}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_i\left(\frac{m\pi M}{2}\right) J_j(m\pi\xi) \sin\{[(m+i)\omega_c + i\omega_c]t + \theta_{mij}\} \sin(m+i+j)\frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (22)$$

При этом фазы определяются из формулы (20) с учётом (21). Анализ выражения (22) показывает, что в силу малости величины ξ основной вклад в ошибку, вызванную нелинейностью развёртывающего сигнала, даёт последняя сумма при $m = i$, $j = -i$, $i = I$. Эта составляющая с частотой ω_c приводит к нелинейной зависимости ПС от ПМС.

В рабочем диапазоне коэффициентов следования ($\mu > 3$) для идеального демодулирующего ФНЧ

$$K'_j \approx K_j^* = 4 J_1\left(\frac{\pi M}{2}\right) J_1(\pi \xi) / \pi M.$$

Для $\xi < 0.1$ с точностью не хуже $0.012 K_j^*$

$$K_j^* = 2 J_1\left(\frac{\pi M}{2}\right) \xi / M. \quad (23)$$

Графики зависимости $K_j^*(M)$, рассчитанные по формуле (23) для $\xi = 1, 2, 5\%$, приведены на рис.14.

При уменьшении M K_j^* стремится к величине $\pi \xi / 2$.

II. Возможность использования синусоидального сигнала в качестве развёртывающего

При высокой частоте дискретизации сформировать высококачественный развёртывающий сигнал синусоидальной формы существенно проще, чем треугольной. Поэтому представляет интерес оценить возможность использования синусоидального сигнала для формирования ШИМ-последовательности (рис.15). Можно ожидать, что при малых глубинах модуляции возникающие дополнительные искажения будут иметь небольшую величину.

Найдём спектр сигнала на выходе модулятора методом деформаций периодической импульсной последовательности.

Для гармонического сигнала закон модуляции имеет вид

$$\left. \begin{aligned} t_k &= \frac{T_c}{2\pi} \arcsin [M \sin(\omega_c t_k + \varphi)] + \kappa T_c + t_c + \frac{T_c}{4} \\ t'_k &= \kappa T_c + t_c + \frac{3T_c}{4} - \frac{T_c}{2\pi} \arcsin [M \sin(\omega_c t'_k + \varphi)] \end{aligned} \right\},$$

где $M = 2U_c / U_0$.

Спектр сигнала на выходе модулятора имеет вид (2), где

$$\left. \begin{aligned} \tau_1(t) &= t_c + \frac{T_c}{4} + \frac{T_c}{2\pi} \arcsin [M \sin(\omega_c t + \varphi)] \\ \tau_2(t) &= t_c + \frac{3T_c}{4} - \frac{T_c}{2\pi} \arcsin [M \sin(\omega_c t + \varphi)] \end{aligned} \right\}. \quad (24)$$

Разложим $f(z) = \alpha z \operatorname{arcsin}[M \sin z]$, где $z = \omega_c t + \varphi$ в ряд Фурье. Расчёты показывают, что с ошибкой, много меньшей 1% достаточно ограничиться тремя его членами. Тогда

$$f(z) = b_1 \sin z + b_2 \sin 2z + b_3 \sin 3z,$$

$$\left. \begin{aligned} \text{где } b_1 &= \frac{4}{\pi M} [E(M) - (1 - M^2)K(M)] \\ b_2 &= 0 \\ b_3 &= \frac{4}{9\pi M} [K(M)(1 - M^2)(8 - 3M^2) - E(M)(8 - 7M^2)] \end{aligned} \right\}.$$

Здесь $K(M)$ и $E(M)$ — полные эллиптические интегралы первого и второго рода соответственно.

На рис. 16 приведены графики зависимостей $b_1(M)$ и $b_3(M)$. Величина ПС, определяемая b_1 , нелинейно зависит от глубины модуляции M . При малых M , когда используется только крутой участок синусоидального сигнала

$$\alpha z \operatorname{arcsin}[M \sin(\omega_c t + \varphi)] \approx M \sin(\omega_c t + \varphi),$$

поэтому, выделяя линейную составляющую ПС, можно записать:

$$\frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{\tau_0} = \frac{1}{2} - \frac{M}{2} \sin(\omega_c t + \varphi) - \left(\frac{b_1}{\pi} - \frac{M}{\pi} \right) \sin(\omega_c t + \varphi) - \frac{b_3}{\pi} \sin(3\omega_c t + 3\varphi). \quad (25)$$

Для сравнения, в случае треугольного развёртывающего сигнала

$$\frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{\tau_0} = \frac{1}{2} - \frac{M'}{2} \sin(\omega_c t + \varphi),$$

где $M' = 2U_c / U_n$.

Таким образом, применение синусоидального сигнала при малых U_c равносильно применению треугольного сигнала с $U_n = U_c \pi/2$. При увеличении U_c растёт некоторая добавка δ , определяемая выражением

$$\delta = \frac{4}{\pi^2 M} [E(M) - (1 - M^2)K(M)] - \frac{M}{\pi},$$

а также возрастает амплитуда гармоники с частотой $3\omega_c$ (рис. 16).

Из выражений (24) и (25) после ряда преобразований получим ортогональный спектр модулированной импульсной последовательно-

сти при использовании синусоидального сигнала в качестве развёртывающего

$$\begin{aligned}
 F(t) = & \frac{A}{2} + \frac{AM}{\pi} \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + \frac{A}{\pi} (b_1 - M) \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + \frac{Ab_3}{\pi} \times \\
 & \times \sin(3\omega_c t + 3\varphi + \pi) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_0(mb_1) J_0(mb_3) \sin(m\omega_c t + \theta) \sin m \frac{\pi}{2} + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_0(mb_3) J_p(mb_1) \sin[(m\omega_c + p\omega_c)t + \theta_1] \sin(m+p) \frac{\pi}{2} + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_0(mb_1) J_p(mb_3) \sin[(m\omega_c + 3p\omega_c)t + \theta_2] \sin(m+p) \frac{\pi}{2} + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{i,j=-\infty \\ i,j \neq 0}}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_i(mb_1) J_j(mb_3) \sin[(m\omega_c + i\omega_c + 3j\omega_c)t + \theta_3] \sin(m+i+j) \frac{\pi}{2},
 \end{aligned} \tag{26}$$

где $\theta = \frac{\pi}{2} - m\omega_c(t_0 - \frac{T_c}{2})$;

$$\theta_1 = \theta + p(\varphi + \frac{\pi}{2});$$

$$\theta_2 = \theta + p(3\varphi + \frac{\pi}{2});$$

$$\theta_3 = \theta + i(\varphi + \frac{\pi}{2}) + j(3\varphi + \frac{\pi}{2}).$$

На основании (26) был проведён анализ величины коэффициента СКИ K_f' при демодуляции идеальным ФНЧ, который дал следующие результаты:

- K_f' растёт с увеличением M ;
- гармонические искажения значительно меньше комбинационных и проявляются лишь при $\omega_c \leq \omega_{\max} / 3$;
- комбинационные искажения, определяющие K_f' , имеют примерно ту же величину, что и в случае треугольного развёртывающего сигнала;
- в рабочем диапазоне коэффициентов следования ($\mu > 3$)

$$K_f' \approx K_f^* = (b_1 - M) / M. \tag{27}$$

График зависимости $K_f^*(M)$, построенный в соответствии с (27), приведён на рис.17.

Таким образом, при небольшой глубине модуляции использование синусоидального сигнала в качестве развёртывающего для формирования ШИМ-сигнала позволяет обеспечить высокую точность передачи ($K_f^* < 1\%$ при $M < 0.25$) при сравнительно небольшом коэффициенте следования ($\mu > 3$).

12. ОДШИМ-ИН при неидеальной форме импульсного сигнала

Если модулированная импульсная последовательность передаётся по каналу связи с ограниченной полосой частот, то время нарастания (спада) импульса в ряде случаев может стать сравнимым с длительностью самого импульса, и его необходимо учитывать.

Найдём спектр ОДШИМ-ИН для случая непрямоугольной формы импульса.

С учётом (3) спектр импульсной последовательности на выходе модулятора в случае непрямоугольной формы импульса может быть представлен в виде [5]:

$$\begin{aligned}
 F(\omega) = & \frac{g_0(\omega)}{\Gamma} + \frac{|g(\omega_c)|M}{2} \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2|g(m\omega_c)|}{m\pi} J_0\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin(m\omega_c t + \theta_m) \sin m\frac{\pi}{2} + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2|g(\omega_{mp})|}{m\pi} J_p\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin(\omega_{mp} t + \theta_{mp}) \sin(m+p)\frac{\pi}{2},
 \end{aligned} \quad (28)$$

где $g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f'(t) e^{-j\omega t} dt$ — комплексная спектральная плотность,
 $g_0(\omega) = \int_0^{\infty} [f_1(t-t_k) - f_2(t-t_k')] dt$.

Реальный импульс можно аппроксимировать выражением $f(t) = f_1(t-t_k) - f_2(t-t_k')$ (рис.18). Для случая $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ получим

$$\begin{aligned}
 g(\omega) = & \int_{t_k}^{t_k+\tau} \frac{A}{\tau} e^{-j\omega t} dt = \frac{jA}{\omega\tau} e^{-j\omega t_k} (e^{-j\omega\tau} - 1), \\
 |g(\omega)| = & \frac{A\sqrt{2}}{\omega\tau} \sqrt{1 - \cos\omega\tau}, \\
 g_0(\omega) = & A(\tau_c + \tau).
 \end{aligned} \quad (29)$$

Из (28) с учётом (29) окончательно получим:

$$\begin{aligned}
 F(t) = & \frac{A(\tau_0 + \tau)}{T} + \frac{AM}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{1 - \cos \omega_c \tau}}{\omega_c \tau} \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} A \frac{2\sqrt{2}}{m\pi} \frac{\sqrt{1 - \cos m \omega_0 \tau}}{m \omega_c \tau} J_0\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin(m\omega_c t + \theta_m) \sin m \frac{\pi}{2} + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{p=-\infty \\ p \neq 0}}^{\infty} \frac{2\sqrt{2}A}{m\pi} \frac{\sqrt{1 - \cos \omega_{mp} \tau}}{\omega_{mp} \tau} J_p\left(\frac{m\pi M}{2}\right) \sin(\omega_{mp} t + \theta_{mp}) \sin(m+p) \frac{\pi}{2}.
 \end{aligned} \quad (30)$$

На рис. 19 приведены графики зависимости $K_{fM}(M)$ при $\tau = \frac{0.1\pi}{\omega_0}$ для ФНЧ Чебышева четвертого порядка ($\epsilon = 0.1$). Сравнение с аналогичными зависимостями для импульсов прямоугольной формы показывает, что неидеальность формы импульсов рассмотренного вида практически не влияет на величину СКИ.

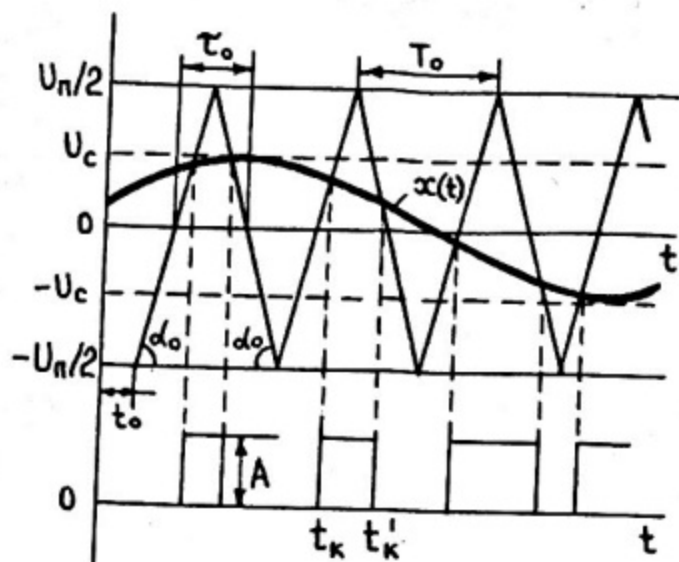


Рис.1

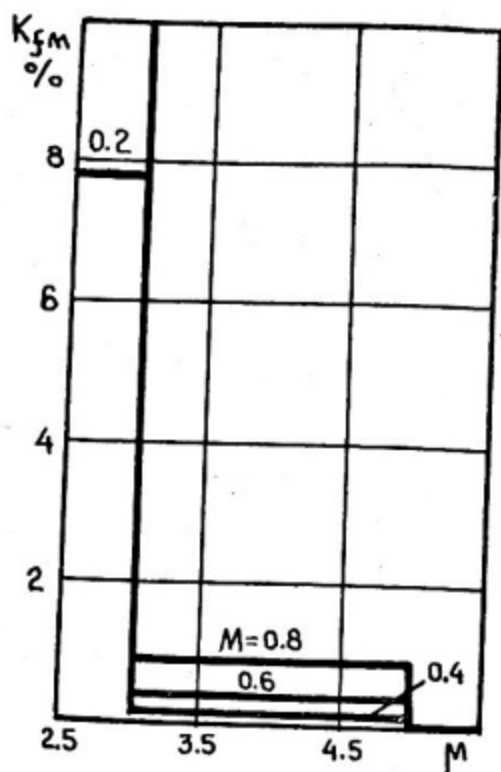


Рис.2

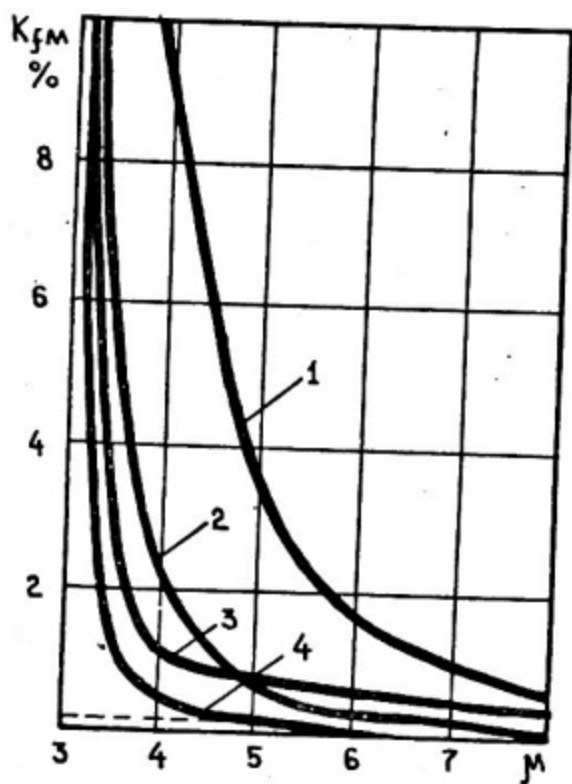


Рис.3

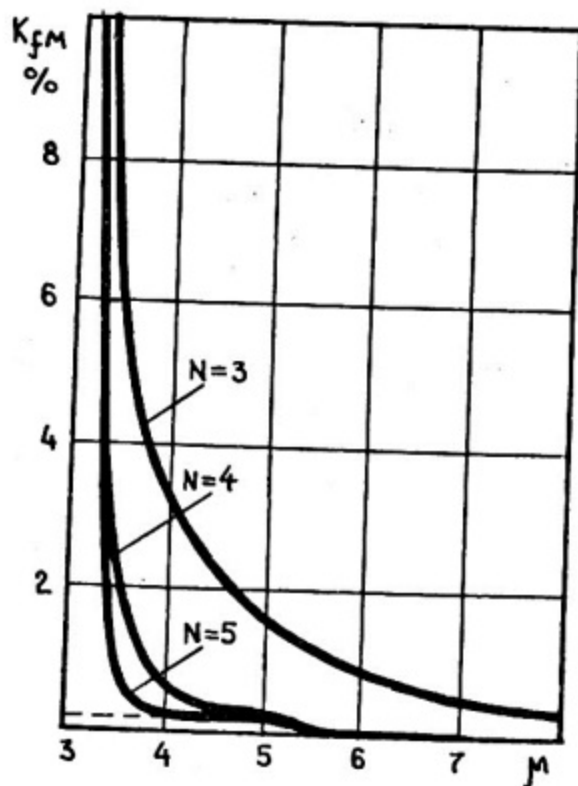


Рис.4

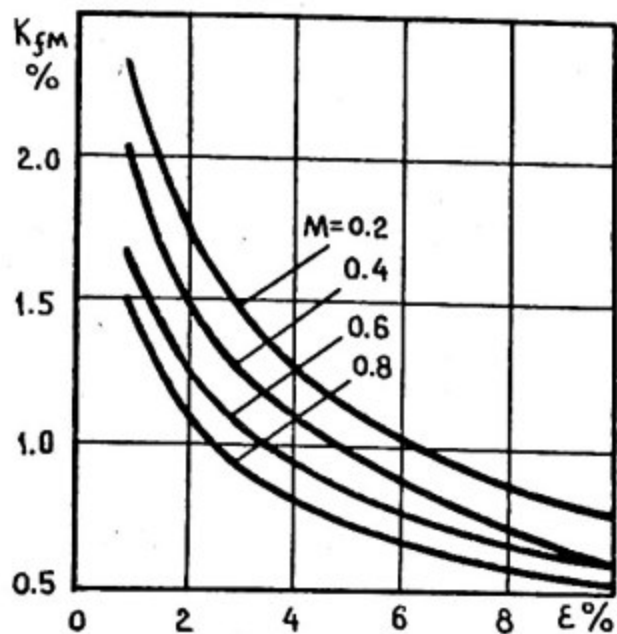


Рис.5

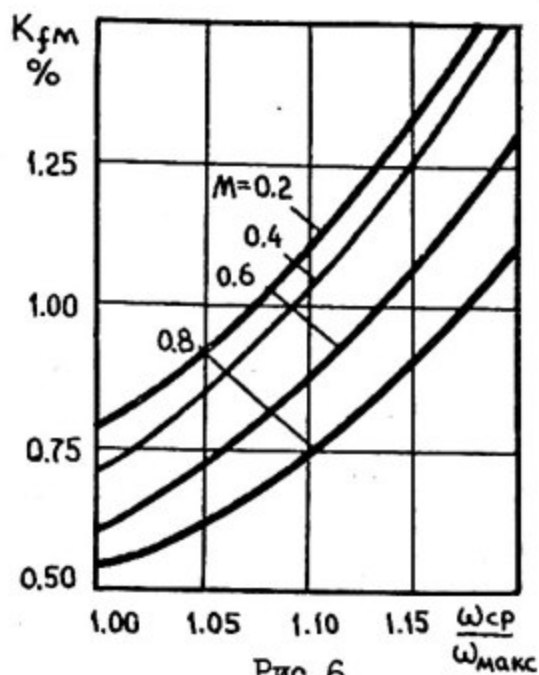


Рис.6

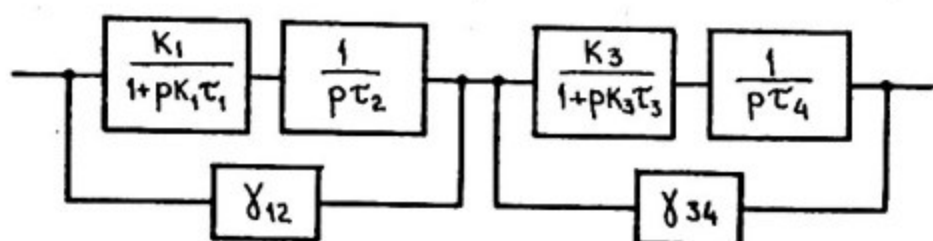


Рис.7а

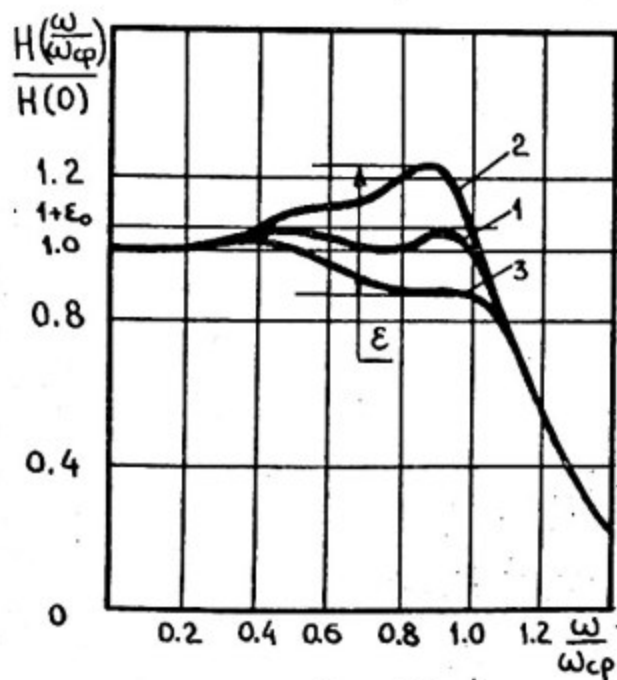


Рис.7б

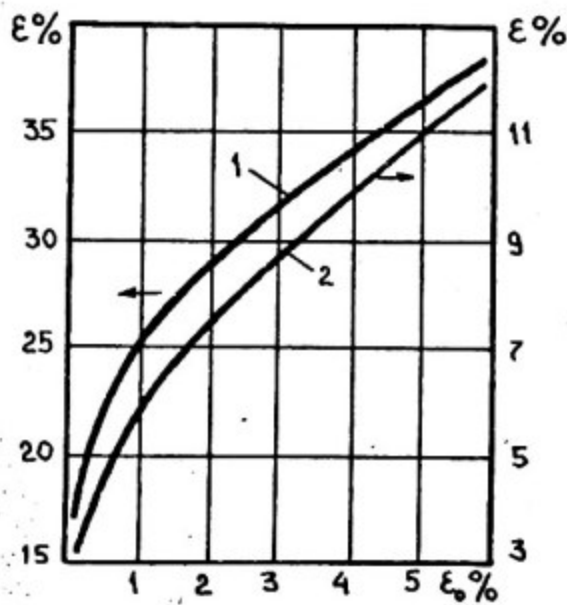


Рис.8

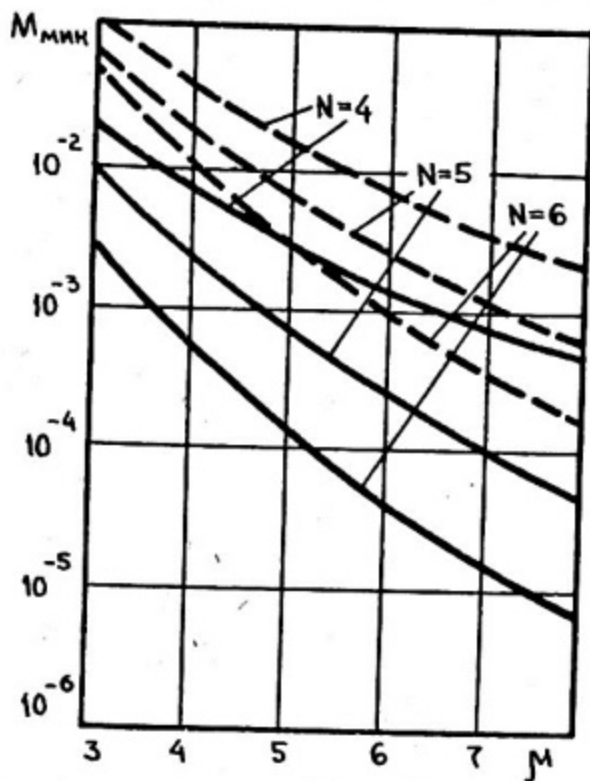


Рис.9а

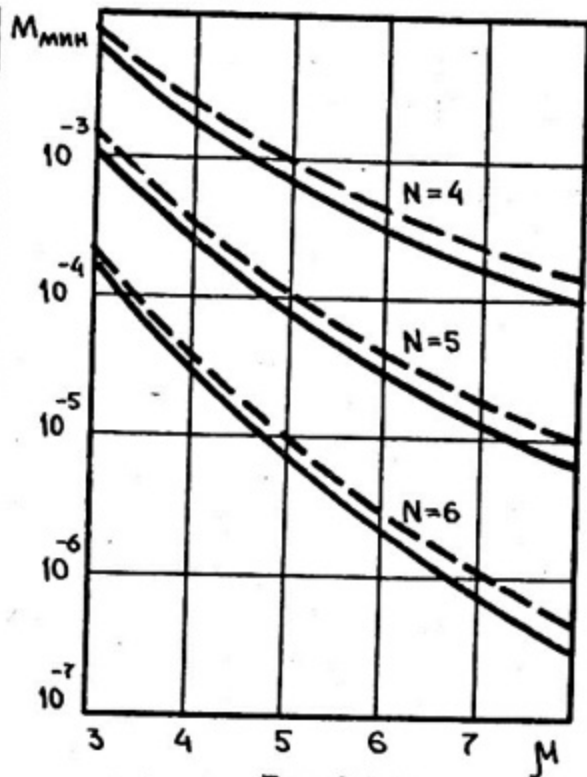


Рис.9б

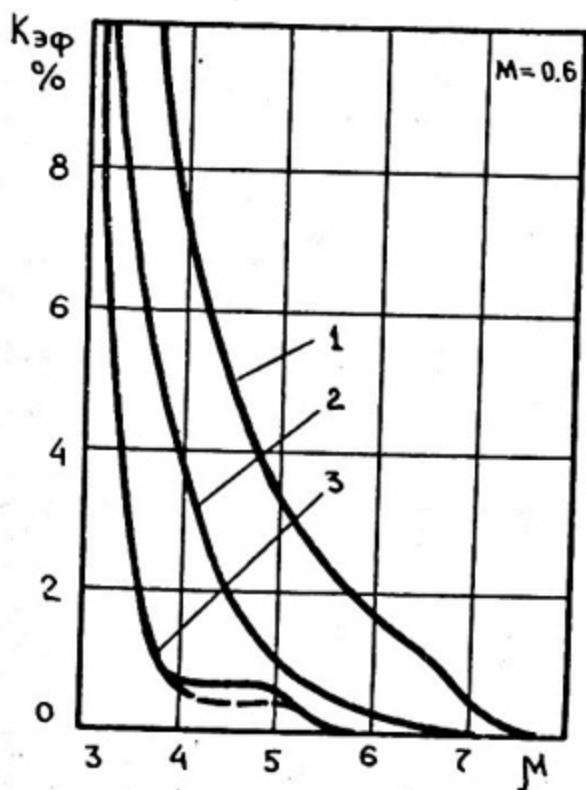


Рис.10

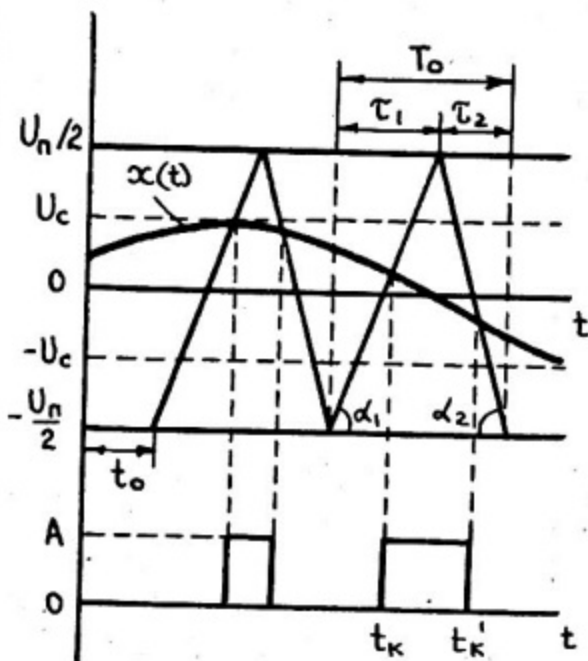


Рис.11

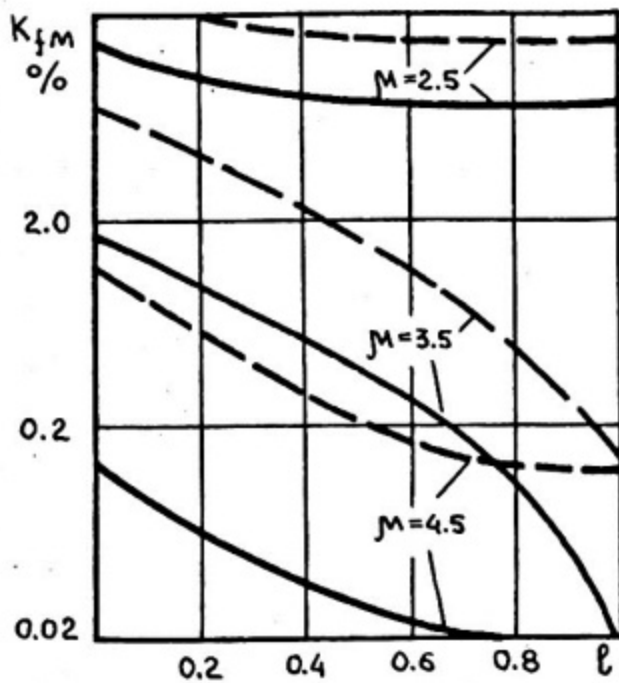


Рис.12

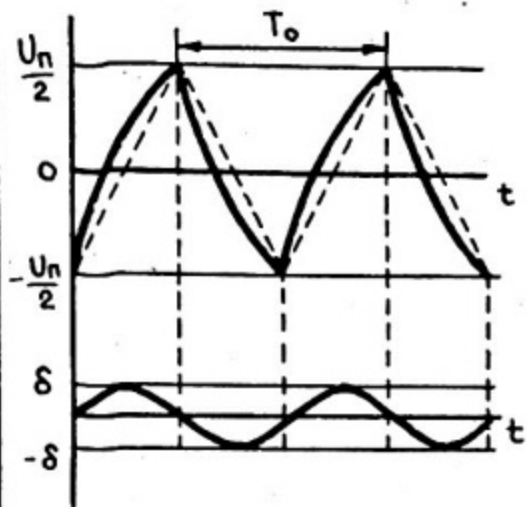


Рис.13

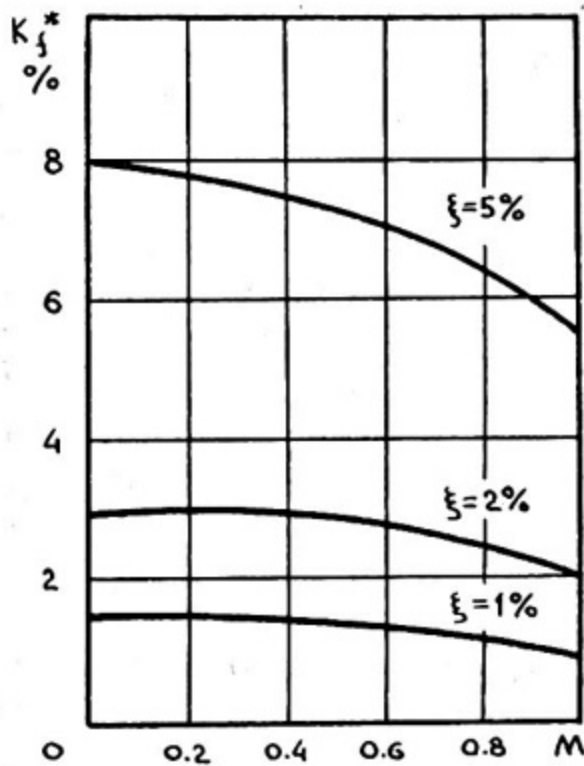


Рис.14

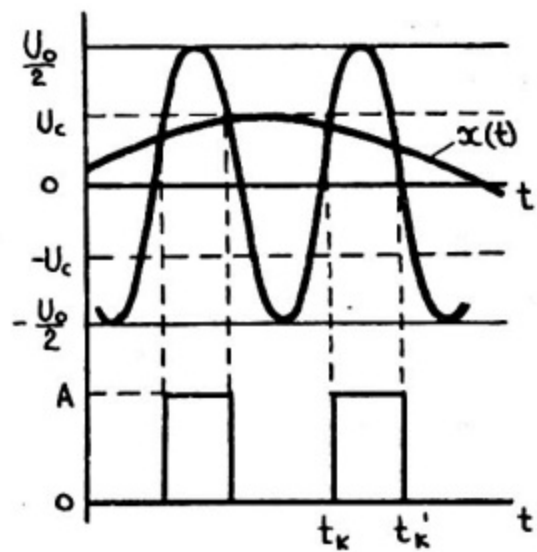


Рис.15

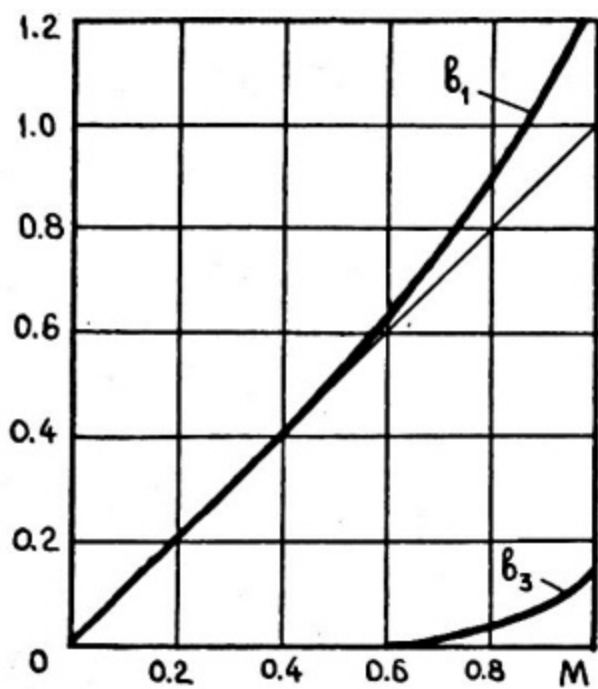


Рис. I6

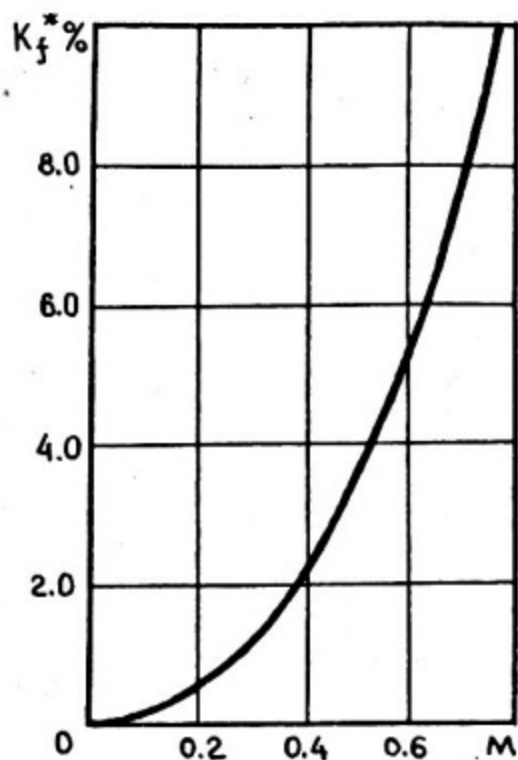


Рис. I7

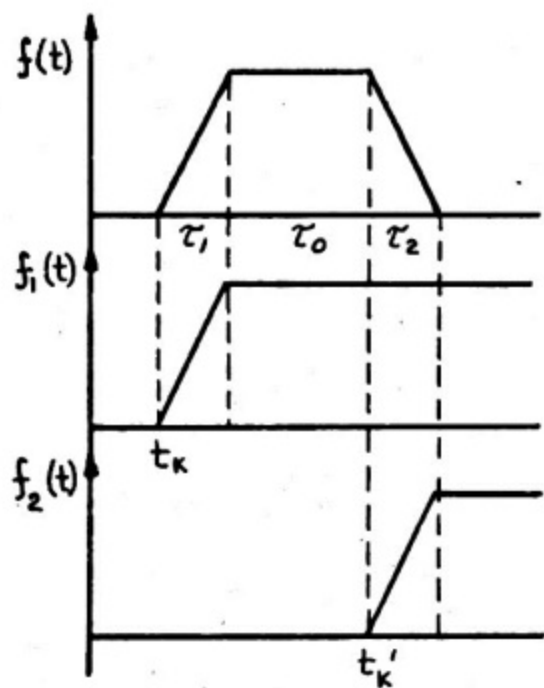


Рис. I8

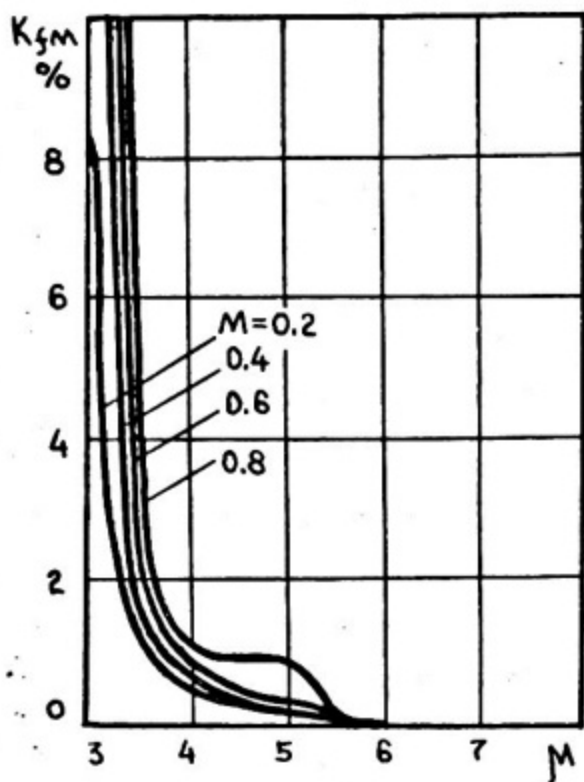


Рис. I9

Литература

- I. Слепов Н.Н., Дроздов Б.В. Широотно-импульсная модуляция (Анализ и применение в магнитной записи). - М.: Энергия, 1978.
2. Куликов С.В. Синтез и анализ импульсных измерительных преобразователей информационно-измерительных систем. - М.: Энергоиздат, 1982.
3. Элион Г., Элион Х. Волоконная оптика в системах связи. - М.: Мир, 1981.
4. Слепов Н.Н. Анализ и вопросы проектирования систем точной магнитной записи с импульсной модуляцией. Диссертация на соиск. учён. степени канд. техн. наук. - М.: 1972.
5. Сифоров В.И., Дробов С.А., Ширман Я.Д., Железнов Н.А. Теория импульсной радиосвязи. - Л.: ЛКВВИА, 1951.
6. Харкевич А.А. Борьба с помехами. - М.: Наука, 1965.
7. Бандман О.Л. Синтез электронных схем. - М.: Наука, 1966.
8. Ханзел Г. Справочник по расчёту фильтров. Пер. с англ. под ред. А.Е.Знаменского. - М.: Сов. радио, 1974.
9. Laker K.R., Ghausi M.S. Synthesis of a Low-Sensitivity Multiloop Feedback Active RC Filter. - IEEE Trans on circuits and systems, 1974, vol. CAS-21, No. 2, p. 252-259.
10. Булгаков А.А. Исследование квазинепрерывных систем. - М.: Наука, 1973.
- II. Булгаков А.А. К теории импульсных систем. - Доклады АН СССР, 1967, т.174, №12, с. 103-113.
12. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами. Под ред. М.Абрамовица, И.Стиган. Пер. с англ. под ред. В.А.Диткина, Л.Н.Карамзиной. - М.: Наука, 1979.

Содержание

I.	Спектр сигнала на выходе модулятора при ОДШИМ-ИН	3
2.	Критерии точности восстановления сообщения	5
3.	Величина СКИ при идеальном демодулирующем ФНЧ	6
4.	Демодуляция реальными ФНЧ	6
5.	Требования к нестабильности характеристик демодулирующих ФНЧ	9
6.	Динамический диапазон систем с ОДШИМ-ИН	II
7.	Выбор входного ФНЧ	I2
8.	Величина СКИ при несимметричном развёртываемом сигнале .	I3
9.	Случай бигармонического входного сигнала	I4
10.	Требования к линейности развёртываемого сигнала	I6
II.	Возможность использования синусоидального сигнала в качестве развёртываемого	I7
12.	ОДШИМ-ИН при неидеальной форме импульсного сигнала . .	20
	Иллюстрации	22
	Литература	27