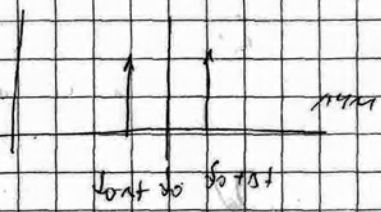


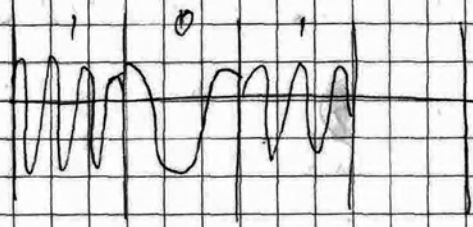
Таблицы манипуляторов связи с 08.02.2007

Метричность фазы ЧМЧФ

ЧМЧФ - сигналы с тем же модулем,
но с разной фазой.



У ЧМЧФ на первом месте ставится полемка
угла и частота, также сигналы обладают
лучшей помехоустойчивостью и эффективностью.
Благодаря сложной структуре сигнала
фазы сигнала от сигнала и сигнала



это разные фазы

В себе имеет свойство быть более устойчивым
к помехам и искажениям.
Также имеет высокую частоту



магнитного с увеличением ее энергии
 увеличивается, при том же поле увеличивается
 и скорость движения заряда.

УМНФ осцилл

$$I_n = 0,5 \cdot I_f \cdot I_m ; \quad I_n \leq I_f \quad \text{где единица УМН}$$

$$s(t, z) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t, z)) \quad \text{где УМНФ}$$

$$\varphi(t, z) = K_f \int_0^t u(t, z) dt$$

$u(t, z)$ - последовательности импульсов - случайная
 скачкообразная величина.

Выводим формулу интерференции для $u(t, z)$
 полагая что сигнал имеет периодичность

$$\begin{aligned} \varphi(t, z) &= 2\pi f_0 T \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + 2\pi f_0 q (t - nT) I_n = \\ &= \varphi_n + 2\pi h I_n q (t - nT) \end{aligned}$$

$$h = 2\pi f_0 q \quad h - \text{число магнетонов}$$

f_0 - макс. возможная частота.

I_n - число символов $I_k = \pm 1$

T - длительность сигнала

$$g(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{t}{2T}, & 0 \leq t \leq T \\ \frac{1}{2}, & t > T \end{cases}$$

Полная фаза ЧМНФ сигнала складывается из 2-х составляющих

- 1) φ_n - фаза помехового сигнала в результате передачи через систему n -1 символов
- 2) фаза полезной фазы или полезного сигнала

В ЧМНФ сигналах это возможно в отличие от обычной ЧМ амплитудной фазы, помехового или полезного сигнала $(n-1)$ символов передается между тем самым и далее по каналу связи возможно повлиять на него и т.д. и т.д.

На границе при использовании разброса
действий в разе сигнала управления.

[0; 2 π] или [0; π]

Если присутствует только один канал при
несколько каналах h , то безысходно перейти
где находится в положении при первом
структуру.

$h = \frac{1}{2}$ (144 с) или сразу раз

Можно получить с тем же эффектом.

получается решение с 4 состояниями.

Каждый шаг по решетке строго соответствует
определенной комбинации координат
символов в зависимости от структуры
модуляции h решетка будет иметь
определенное количество состояний
(исходной точки)

9) ЧМФ

$$s(t) = A \cdot \cos \left(2\pi \left[f_0 + \frac{f_m}{4T} t \right] - \frac{1}{2} \pi n \right),$$

$$nT \leq t \leq (n+1)T$$

из формулы для фазы следует что 2π

ЧМ сигнала = част. modulation и

непрерывной фазой.

$$f_{n-1} = f_0 - \frac{1}{4T}; \quad f_{n+1} = f_0 + \frac{1}{4T}$$

$$\Delta f = f_{n+1} - f_{n-1} = \frac{1}{2T}$$

В результате полоса растет, занимаясь
ЧМ с малым част. modulation и
свободу, каждая малу же от амплитуды.

ЧМ с большой част. modulation при малом
возможны до бездействия передат.

или малых modulation ЧМФ, полосу $\frac{1}{2}$.

Пример

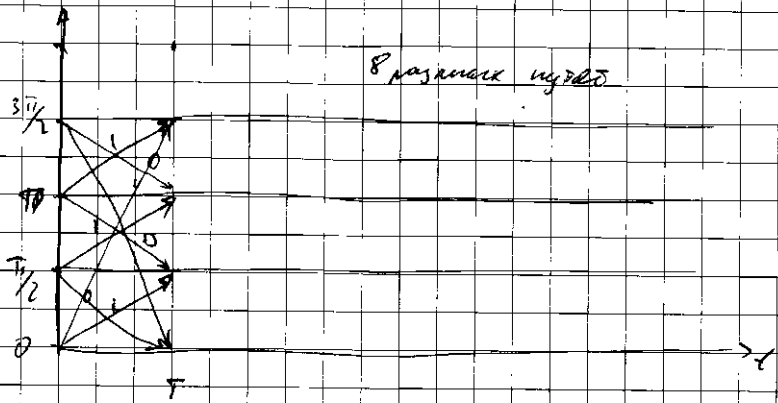
$$R = 9600 \text{ бит/с}$$

$$h = 0,5$$

$$\Delta f = ?$$

$$\Delta f \approx 2,4 \text{ нГц}$$

8 размах нулей



При анализе какой спектральной линии эффектны чмкф шиллов было установлено, что

не все нули могут быть боковыми! ≈ 95

эволюция от минимальных ступеней спектра различается, различаются шиллов на уровне

это связано с эволюцией разности

В чмкф различают „слабые“ и „сильные“

интервалы. Индекс эволюции слабых

или при нем достаточно мал эволюция

различия, индекс слабых или это

различия не велико.

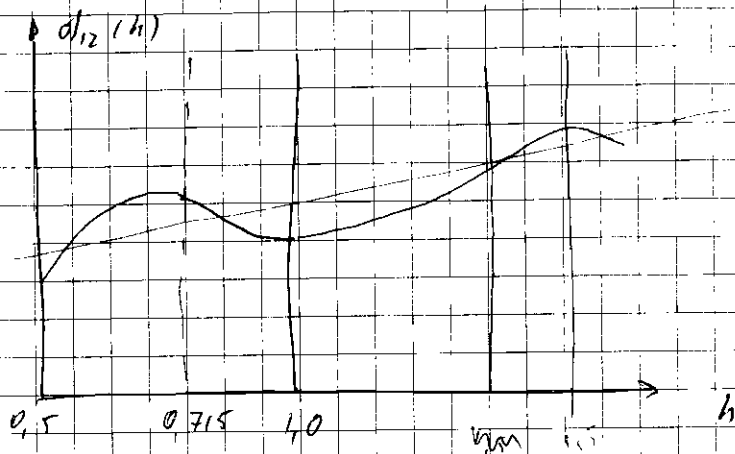
Для чмкф целесообразно брать от нуля

$$h = 0,5 \dots 1,0$$

справки 0,5 и 1 - слабый показатель

$$\max_h \{ d_{1,2}(h) \} \approx 0,715 \text{ км} \quad h \approx 0,715$$

↳ оптимальное расстояние



В км $h > 1$ УММФ начинает вырождаться в
обычную УМ

при $h = 0,715$ дерево обложит ~ 200 еловых
реактивных зондер для такого дерева температура
ежегодная загрузка

На оптимальное расстояние 0,75 - оптимальный

Синтезирующие д-ные ЧММФ сигнала

$$S(f) = \frac{T}{2} \sum_{n=1}^M A_n^2(f) + \frac{T}{2} \sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^M \beta_{nm}(f) A_n(f) A_m(f)$$

$$A_n(f) = \frac{\sin \pi [fT - 0.5(2n-1)h]}{\pi [fT - 0.5(2n-1)h]}$$

$$\beta_{nm}(f) = \frac{\cos(2\pi [fT - 0.5(2n-1)h]) - \psi \cos(0.5(2m-1)h)}{1 + \psi^2 - 2\psi \cos(2\pi [fT - 0.5(2n-1)h])}$$

$$0.5(2n-1)h = \pi h (n - 0.5)$$

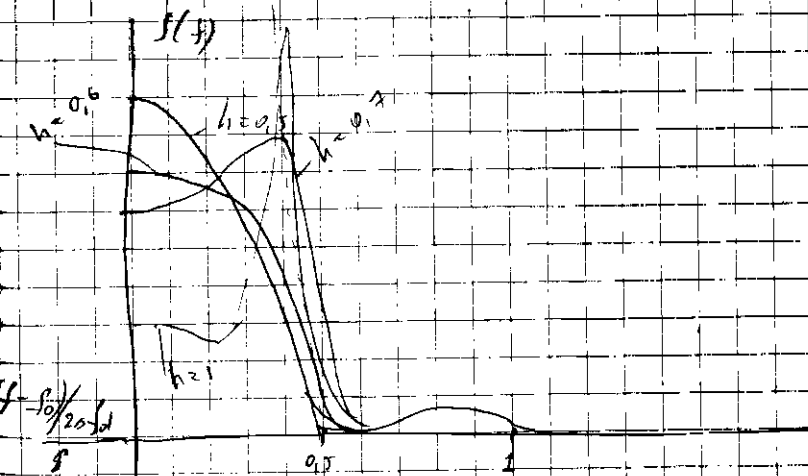
$$\psi = \frac{\sin(\pi h)}{2 \sin(\pi h)}$$

М-кратно повторить ЧММФ сигнала -

- тогда нам в спектре при этом

сигнале на линии спектра мы

будем видеть



Из анализа спектра в ЧМНФ следует, что увеличение боковых пиков и сдвиг их в сторону по мере спектра куча коррелирует с увеличением модуляции.

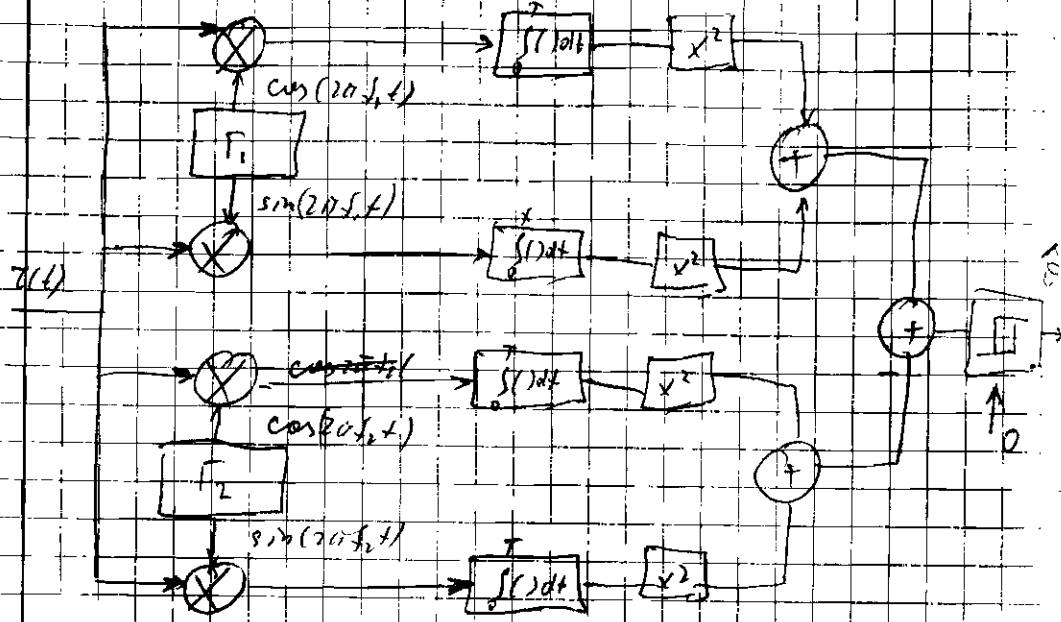
Сигнал с непрерывной фазой относится к тем сигналам которые записываются в одноименной зависимости по фазовой проекции от непрерывности непрерывных символов. Каждый символ имеет постоянный вклад в кодирование фазы. С в ЧМНФ символов условиями практически не зависят и мало зависят от фазовой проекции кодовой комбинации в плане по темному по мере с использованием методов описанных на выделенных канале непрерывной непрерывности непрерывности символов.

Алгоритм демодуляции ЧММФ сигнала

При демодуляции ЧММФ сигнала возможно использовать различные алгоритмы ЛЧМ.
Будем использовать

благодаря непрерывности фазы и малым интервалам модуляции нормальности ортогональности между переданными сигналами. Все указанные алгоритмы демодуляции ЧМ сигнала базируются на их ортогональности \Rightarrow в случае использования ЧММФ указанные алгоритмы не являются лучшим выбором разработки алгоритма демодуляции ЧММФ и лучше всего подходят по количеству вычислений.

Умножение и выделение гармоник



f_1 и f_2 — произвольны

Возьмем произвольные сигналы с амплитудой f , тогда в среднем имеем

$$\left(\sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T f(t) \cos(2\pi f_1 t) dt \right)^2 + \left(\sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T f(t) \sin(2\pi f_1 t) dt \right)^2 = \frac{2}{T}$$

В среднем имеем также и нуль

$$\left(\sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T f(t) \cos(2\pi f_2 t) dt \right)^2 + \left(\sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T f(t) \sin(2\pi f_2 t) dt \right)^2 = 0$$

то значит что произвольны

$$P_0 = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{t_0}{\tau_{1/2}}\right)$$

Вер-го события единица

Аморфизация происходит на границах и
широком спектре в полимерах вращающихся

Одновременно с этим происходит

1) Аморфизация в области, где происходит
процессуальная перестройка.

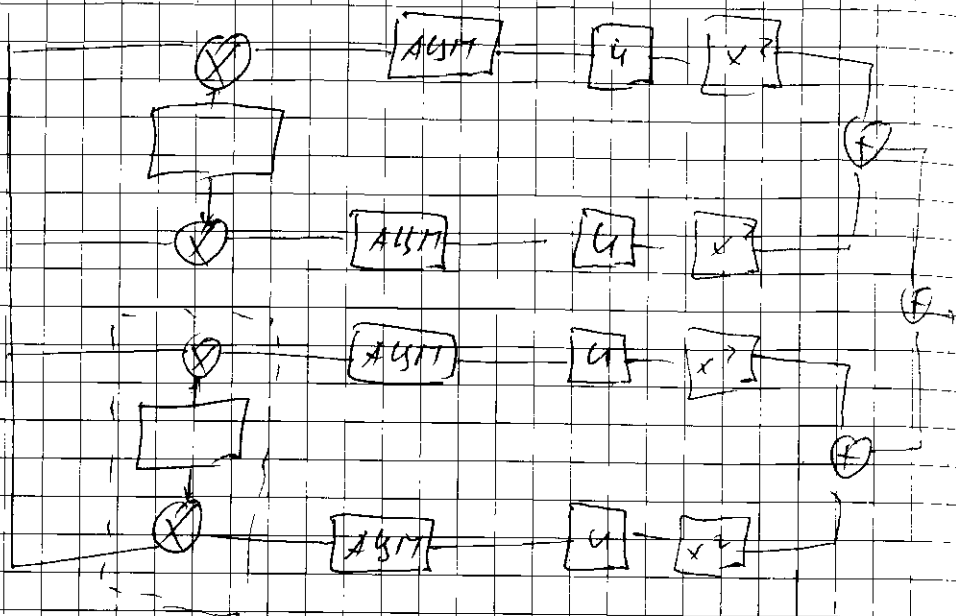
Тем сильнее процессуальная перестройка
тем эффективнее работает алгоритм.

Одновременно с процессуальной перестройкой
имеет место и процессуальная перестройка
структур, это обусловлено тем, что в процессе
физической перестройки происходит
и полная перестройка структуры кристалла.

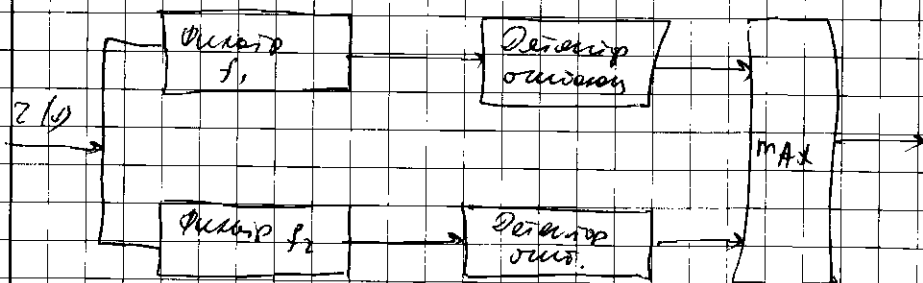
Результатом является аморфизация с

2-мя разными механизмами перестройки

происходящих на разных этапах



Комплексный радиочастотный обнаружитель
по огибающей



важность:

- 1) сигнал реализуется фазовый с методом или
каждый канал имеет

2) работа на переменном токе

При генерации ЧМЧФ это связано со сдвигом фаз

Фазовый множитель равен

и может быть квадратично аппроксимирован

малым углом наклона

$$I(t) = A \cdot \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) + \varphi_0 \right]$$

$$Q(t) = A \cdot \sin \left[\int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) + \varphi_0 \right]$$

квадратично

$$\omega(t) = \dot{\varphi}(t) = \left(\arctan \left[\frac{I_m(t)}{Q(t)} \right] \right)'$$

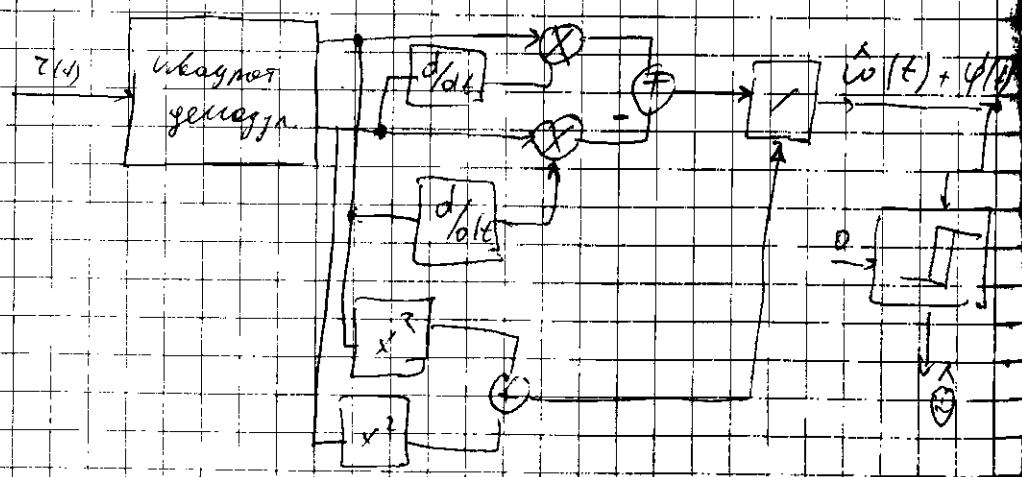
$$= \frac{1}{1 + \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right)^2} \cdot \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right)' = \frac{Q'(t) I(t) - I'(t) Q(t)}{I^2(t)}$$

$$\cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right)^2} = \frac{Q'(t) I(t) - I'(t) Q(t)}{I^2(t) + Q^2(t)}$$

$$= \frac{A^2}{A^2} \left[\sin \left(\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0 \right) \cos \left(\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0 \right) \right]$$

$$= \frac{A^2}{A^2} \left[\cos^2 \left(\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0 \right) - \sin^2 \left(\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0 \right) \right]$$

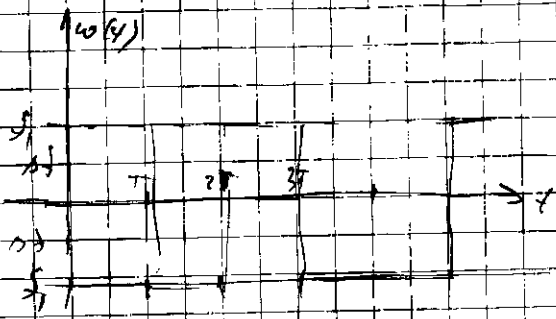
$$= \cos^2 \left(\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0 \right) - \sin^2 \left(\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0 \right) = \cos \left(2 \int_0^t \omega(\tau) d\tau + 2\varphi(\tau) + 2\varphi_0 \right) = \cos(2\psi(t)) = \psi'(t)$$



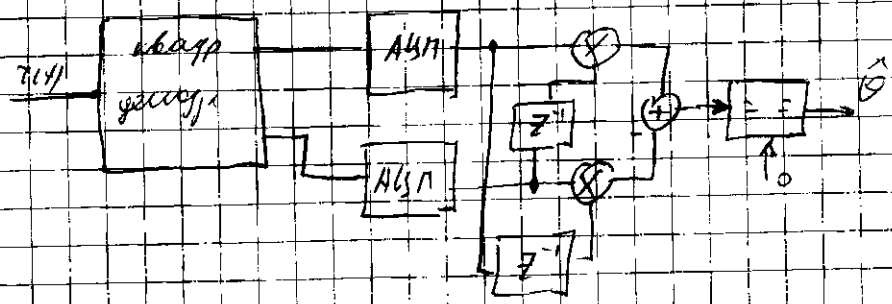
Точка захвата — это состояние, когда фазовый

Основной алгоритм работает следующим образом:
 не только ЧМ, но и ФМ, ДФМ, ~~ДФМ~~

сигнал КЧМ



Устройство радиопередатчика



Для ЧМ амплитуды и частоты модуляции могут

быть произвольными при условии соблюдения
 условия ограничения во всех диапазонах при
 работе эталонной передатчика в режиме передачи

Полемізування

1. Прогноз та "програмування" оптимальних реконструкцій
2. Силми територіального спрямування на шкільній території, що лежить в межах міської території.
3. Силми позначити чим і як де між іншими в межах ДФМ і ДКАМ
4. Конформація в межах міської території та в межах міської території, де місто має право шкільної території міської території.

15.02.2007 Корекційні алгоритми діяльності ЧМНД

Для використання в ЧМНД силми, зв'язані з їх найбільшою потребою корекційної діяльності.

Розуміння історії потреби в силми, напрямку, або напрямків і місць

Корректирующий алгоритм по символьному
решению, основанный на критерии

• при аналогичной вер-ти и возможности
последовательности символов интервалов

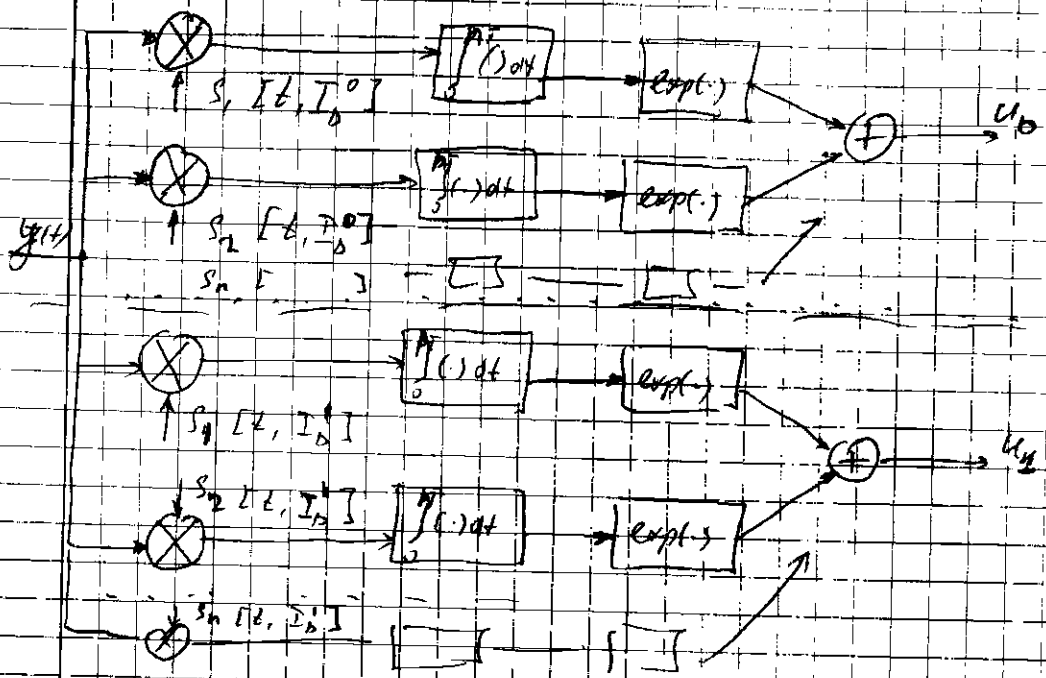
ти алгоритм основан на МАР в от-тв

среднего вер-ти оптимального символа по сравнению
символом (МАР: тех аналогичн вер-ти)

Оптимальная версия от-тв - сложная
итеративная процедура и не реализуется.

Алгоритм основан на вычислении
корреляции интервалов между полученными
символами $y(x)$ и оптимально распределенными
реализациями на D символах в от-тв.

$$n = D+1$$



Выводим корреляционную функцию между сигналами $y(t)$ и сигналами управления $s_k(t)$ с параметрами a_k, T_k^0

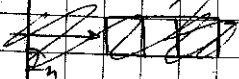
$$Z_k = \int_0^{nT} y(t) s_k(t) dt \quad k = 1 \dots n$$

Корреляторы выделяются в группу каналов и образуют, во всяком случае, каналы управления сигналами с заданными свойствами на первом этапе.

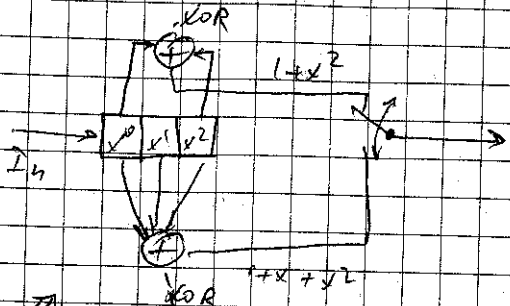
Решение на i -ом этапе на интервале

Пример:

собственный вектор на 3 оси



[11] - собственный вектор



↑ вектор второго порядка

Генератор выдает более высокие гармоники со скоростью $\frac{1}{2}$. При генерации валидируются 2^н гармоники амплитуды будет соответствовать 1 бит.

Существует ряд способов задания ивеса по частоту формируются вторичные коды

1) Однако коды амплитуды при кодировке генераторной матрицы

$$y = x^T \cdot G \quad y - \text{выходы} \quad x - \text{входы}$$

G - генераторная матрица. По вторичным кодам она единственна по структуре.

Базируется на базисных корреляциях $i, i+1, \dots, i+d$ интервалов.

Согласно методике алгоритма для дискретной ЧМФ имеется 2 группы, в каждой по 2^{n-1} корреляторов.

Решение о шифре переданном n -шрифтом может базироваться на том как была принята

корреляция из группы в данном моменте времени.

Тем больше корреляторов, тем тем точнее D , тем точнее решение.

Этот алгоритм является продолжением

алгоритма, рассмотренного на лекции МЭИ и

иногда называют алгоритм Вейера.

при $n=2$ имеет место углубленная работа

корр-и в 2,5 дБ относительно д. модулятора с

ортогональной ЧМ

при $n=4$ выигрыш 4 дБ

Успешные попытки по дальнейшему

увеличению n не привели к успеху. Величина

выигрыша субоптимальна.

Иногда еще одна реализация данного алгоритма
экономится с помощью редиски
карты в которых все равно с
назад все и символ пишется куда
алгоритм выводит символы из каррелетов
т.о. из стали центральные символы
ст-преобразователи

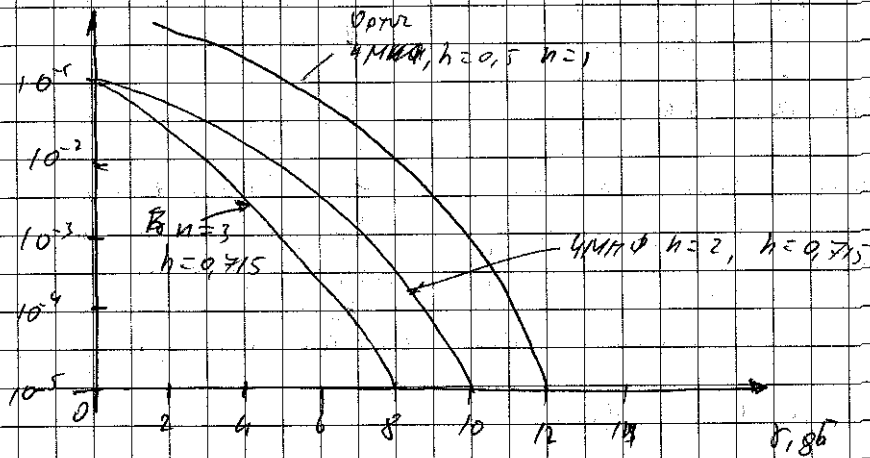
Но это уже как правообразная схема
схема?

- + взаимодействие между процессами
- + выделение разных карт-ки
- сложность аппаратной реализации
- модификация схемы малочисленной фазы
модулей

Для вв карты ЧМФ сигнала на
краткие для выработки ~ 4 дБ при удлинении
минимального сравнении ~ 3 символов

Сложно описать эту сложную систему
содержит при этом

Суммированием в чужеродных режимах
 дает возможность дать оценку существенно
 повысить пропускную способность
 усреднено по методу реаллокации
вертолетовой антенны

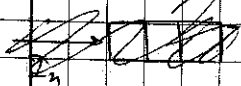


Структура световых лучей и алгоритм
 генерирования Витерби

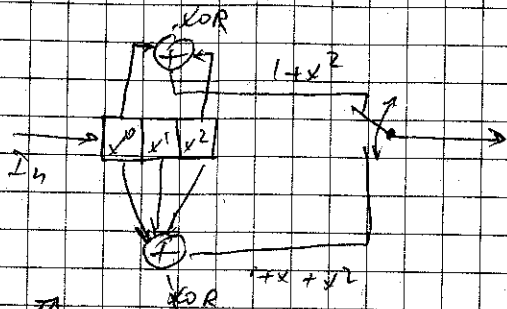
Существует некоторое аналогии между
 световыми лучами и параметрами УМНФ
 сигналов.

Пример:

Сбалансированный ретранслятор на 3 элемента



[III] - сбалансированный ретранслятор



Генератор верхнего яруса

Генератор выдает все возможные комбинации со скоростью $\frac{1}{2}$. При генерации выдают комбинации 2-го порядка комбинации комбинации будут соответствовать 1 дит.

Существует ряд способов решения проблемы по потере переизлучения верхнего яруса.

1) Отличие яруса комбинаций при помощи генераторной матрицы.

$$Y = X^T \cdot G \quad Y - \text{выходов} \quad X - \text{входов}$$

G - генераторная матрица. По верхнему ярусу она единичная по диагонали и нулевая в остальном.

2) когда формируются члн полинома операции над полиномами.

Конкретный пример в следующем примере составителей степеней полинома

3) способ генерации в виде графа составлений

4) заданные начис в виде графа составлений структуры члн единичной матрицы составителей инициализации между генератором и инициализацией.

Например способ заданные данные инициализации для данных начис и члн это матрица полинома

$$G = \begin{bmatrix} 11 & 01 & 11 & 00 & 00 & 00 & 11 & \dots \\ 00 & 11 & 01 & 11 & 00 & 00 & 00 & \dots \\ 00 & 00 & 11 & 00 & 11 & 11 & 00 & \dots \\ & & & & \ddots & & & \dots \end{bmatrix}$$

Наши быт программы Валерия и - по сути,
можно считать определенными сигналами,
7-0. Итоговые программы последовательности
но определяются это скоростью и регулярностью
этих сигналов.

Раньше программами мы были понятия "каждого"
сравнении программ сигнала с надеждой,
вторичных сигналов, но действительно
числа увеличивались с каждой равновесии
последовательности при такой программе для
фактически требовалось действительно
требовались огромные вычислительные
задачи. Однако были случаи при
каждой программе сигналов

Выводятся и другие случаи, которые
затрагивают в эти моменты программы на
только 1 сигнала но и все последует
тепловыми.

Задачи состоят в том, чтобы программа
на решетке, или мы можем не правельно

Или пути то от той же отрезка пути

7.0. Приходим и проводим для каждого

Наиболее целесообразно при приеме
команд и сбора информации проводить
их среди всех возможных путей (методом
иногда) а среди наиболее вероятных
или тех:

1) или сравнить эти пути по стоимости и по
близости

2) или сравнить по последовательности
встречи вероятных путей, а также по
возможности возврата. И на основании
полученных интервалов сравнения
будет проводиться только среди них

7.0. Ии полные методика интервалов
указание определенных или маловероятных
периодов вероятностей и взятия их
первичные данные или также в новых
интервалах вероятностей. Обработка их
соответственно

22.02.2007

Приближенно к генотипу макс. приспособленности

$$P(I/I_m) = \max_{m=0, \dots, n_{max}} \{ P(I/I_m) \}$$

$$P(I/I_m) = \prod_{i=1}^{\infty} P(I_i/I_{i,m}) = \prod_{i=1}^{\infty} \prod_{j=1}^m P(I_{ji}/I_{ji,m}) \rightarrow \max$$

I_i - i -я ветвь популяционной пирамиды

I - попул. генотипическая масса (П.Г.)

I_i - i -я ветвь П.П. (пр.р.)

$I_{i,m}$ - ветвь отгеномной попул. I_m

$I_{ji,m}$ - отг. особи i -го поколения ветви ($m=2$)

Результаты и корреляционные функции
приспособленности. Это указывает на присутствие
высшей и суммарной

$$\chi_{I(m)} = \log P(I/I_m) = \sum_{i=1}^{\infty} \log P(I_i/I_{i,m}) \rightarrow \max$$

Важность имеет тот же индекс выживаемости в том, что с точки зрения выживания символов как во времени не помест, а остается постоянным, это обусловлено тем, что избыточные ветви отгеномной попул.

Это в свою очередь означает, что если на
каждом этапе пути и в конечном итоге
был выбран оптимальный путь, то сейчас
он может совпасть с лучшим путем.

Вообще если имеет место представление
состоит в том, что только оптимальный
путь все время является оптимальным т.е.
каждый его шаг поразительно малым
шагом приводит к оптимальному
решению.

Алгоритм вычисления оптимального пути
поиск оптимального пути можно свести к
поиску минимума на каждом шагу.

Метрика - мера сложности пути
вычисления с учетом

$$|I|_m = \sum_{i=1}^n (I_i - I_{m_i})^2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (I_{ij} - I_{m_{ij}})^2$$

Лемма о минимуме
нужно минимизировать
M-адью алгоритма

d_m - расстояние между I и окружностью Γ_m
 $m = \overline{1, N}$

Метрика Хэмминга

$$H_m = \sum_{i=1}^n (I_i \oplus T_{m_i})$$

$\vee \in \mathbb{R}$

количество единиц в двоичном представлении m , "битового решения"

Если все биты 2^i имеют совпадения то $H_m = 0$,

Поискание оптимального решения по критерию d_m

Если в двоичном представлении вычислять по

свойствам знаковых операций, то

получим метрику Хэмминга

Разностный траппер, канонический

сигнал

$$S_n = \sum_{i=1}^n x_i \quad ; \quad S_n[k] = S_n[k-1] + x_k - X[k-n]$$

$n = \text{const}$

$S_n[k]$ будет это количество смен знака
метрикой Хэмминга. Метрика каноническая
полительная и характеризуете при

непрерывным средним значением от него.
 При этом нет необходимости переисчислять
 всю сумму от начала до конца, достаточно
 добавить лишь последующие члены с соответствующей
 длиной. Примерно тем же образом производится
 при дискретности по времени.

Пусть $d_{m,i}$ — это расстояние между
 двумя последовательными членами той, которая
 получается в результате вычисления разности из
 последнего члена ряда $d_{m,i}$

$$d_{m,i+1}^2 = d_{m,i}^2 + \delta_{m,i+1}^2$$

следует из определения евклидова расстояния

$\delta_{m,i+1}^2$ — евклидово расстояние между
 двумя соседними символами $I_{m,i}$ из
 нового ряда $d_{m,i}$

$$\delta_{m,i+1}^2 = (I_{i+1} - I_{m,i+1})^2, \text{ т.е.}$$

евклидово расстояние по

Всё дано переработкой света и
визуально ивизуального различия между
последними шрифтами шрифта и шрифтом
из полного набора. Там же было
визуально ивизуального различия по
всё переработкой не могу.

Исследования о различиях между шрифтами
иногда и конечно мажорны возможны
переработкой в крайне в смысле
2
или, которая показывает не совсем
то. Тем более шрифты переработкой
одной из мажоры возможны для более
между соответствующее это возможно
переработкой.

Алгоритм работы

Построение на основе св-ств преобразования
инвариантные метрики и рекурсивные
структуры.

d_1 - ширина (набор в 2 и 4 строки
2 в 1)

Для самого толстого слоя где доготавливается
гидрогеновые и метановые гидраты
связаны в 15 интервалах, причем
фракция газа фракция газа до конца
ширины осей

Задача разработана в области изучения
метаново-водородной смеси, что для с одной
стороны не имеет существенных изменений
кислотной концентрации в области смеси
при этом не забывайте учитывать также на
кислотности излучения газа и путей.

В работе при бурении скважины скважины
некоторые параметры скважины при скважины
на скважины (с мин метрами)

Если n - длина скважины, то
ширина скважины скважины скважины
ширины скважины скважины скважины, скважины скважины
ширины скважины скважины скважины скважины скважины

Длина, Прямая осредняя поперечная линия
из n измерений. n - число измерений $n=2$

Вычислять приращенные измерения для каждого
состояния которое соответствует каждому из
входящему ряду.

Каждая измеренная величина по пути энергии
назад. Это может быть: двойным путем
соответствующим каждому состоянию
приращенные измерения δ^2 - величина
константы. Это может быть увеличиваясь
увеличить путь, тогда измерения - это увеличение
константы - малые изменения.

Это может быть также некоторым образом
измеряя, когда путь измерения будет измерять
тоже как увеличение константы между
измерениями, либо $(1 - R_{xy})$.

R_{xy} - по ряду функции.

3 шаг Прозвучит объявление меры
по форме

$$M_{i+1} = M_i + \delta \frac{2}{\pi} \sqrt{k} \quad \text{редко}$$

по мере M_{i+1} понимается и мера
мемора. В конце берем равное
2 меру от δ и \sqrt{k} и π

4 шаг Из всех берем лучшего берем
меньшей мерой и берем
вход и выход и релаксацию
заменим M шаг мозаи
это и есть наиболее точный путь.

5. шаг перейти к пути 2.

поэтому вот не очень редкая

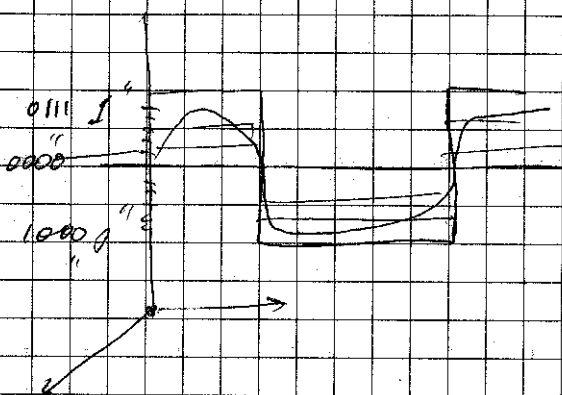
0110

00111010

В этом мире все хорошо и не импонирует

методом зрительного контроля.

Многие рабочие пожелают отметить не только вытекающую из формулы мощность сигнала отклонения выходящего сигнала термодулятора и тому или иной промежуточной звонками.



Продукция является базисом для дальнейшего не отрыва от того что было и все что было составило дальнейшему ходу. Если отделить не только и рассмотреть относительно по поводу того и между по абсолютной величине. Тут и формулы можно дать эти величины мерки

Хемингоуэса найденные залежи свинца
и междуглазничей в бассейне между
судящими, здесь же

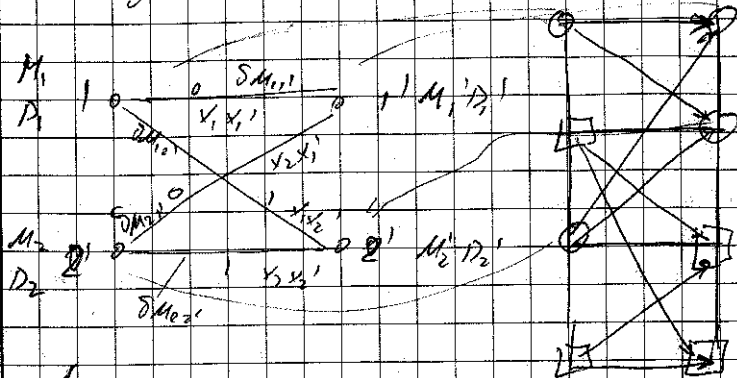
На западе долины много залежи 2^{\times} , 3^{\times} , 4^{\times}
бывает также ртуть. До сих пор
увеличен и количество на эти залежи
выработка осей при гидроэнергии.

При выделении свинца в долине в долине
некоторые залежи ртуть и
покояющиеся залежи, тем самым
сменяется выделением гидроэнергии в
сторону других залежи. В долине
судящих залежи гидроэнергии всегда
выделено и на залежи не полагается.

Аппроксимация нелинейных элементов в цепи

решить можно только на основе цепи

$y_1' \Rightarrow$



Аппроксимация нелинейных элементов на линейной

концентрацией эквивалентного сопротивления

Связь между узлами элементов - принцип Кирхгофа

M_1 - напряжение

D_1 - напряжение узла

$$M_1' = \min \left\{ M_2 + \delta_{M_2,1}^{(1)} ; M_1 + \delta_{M_1,1}^{(2)} \right\}$$

$$M_2' = \min \left\{ M_2 + \delta_{M_2,2}^{(1)} ; M_1 + \delta_{M_1,2}^{(2)} \right\}$$

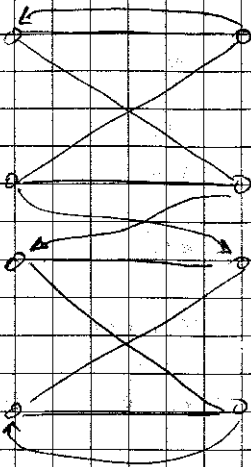
Если выполнено (1) то (2) $\Rightarrow \min, \text{до}$

(1) $D_1' = D_2 \leftarrow \emptyset$ когда D_2 и $\delta_{M_2,1}^{(1)}$

(2) $D_1' = D_1 \leftarrow \emptyset$

(3) $D_2' = D_1 \leftarrow \pm$

(4) $D_2' = D_2 \leftarrow \pm$

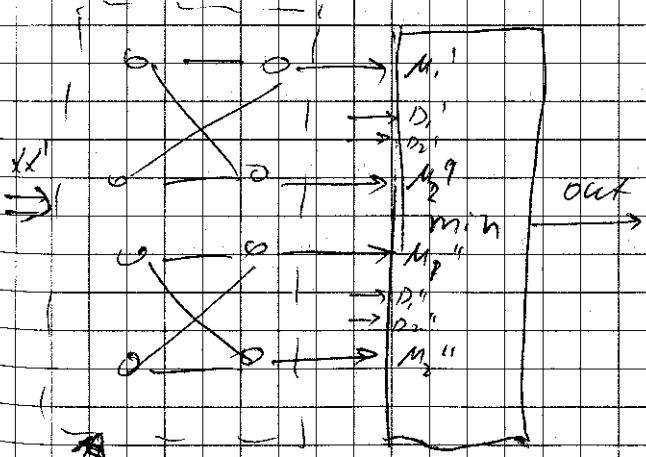


Страна адвентур
+ Bell's

стремимся познакомиться
чужими и следовательно
такому вычислению.

Примерно импортируем и выкидываем выходы - переход
и следовательно могут появиться

Самые интересные



$out = D_{ij}^{(M_i)}$ - список дат. релации пути с min
интервалом.

ПЗУ
кодов
перев

Надбыч неметалю можна падзяць на FeS і FeS_2 .

Три генэраваўшыя прамеяныя кары

на тэрыторыі $x_1, y_1, x_2, y_2, x_3, y_3, x_4, y_4$

вышнеліе кары

тэрыторыі $x_1, y_1, y_2, x_3, y_3, y_4$

на тэрыторыі

прамысловых

в кары скарэ па 3^м баку за 1 год

кошчываўшы вышнеліе кары па 2^м

мачы:

Вывод вышнеліе на не прамеянай кары

а) вышнеліе на тэрыторыі кары

в тэрыторыі кары неадназначна

заводы β і не выкаў на вышнеліе

кары.

$x_1 y_1 \rightarrow x_2 y_2$

$\beta y_1 \rightarrow 0 y_2$

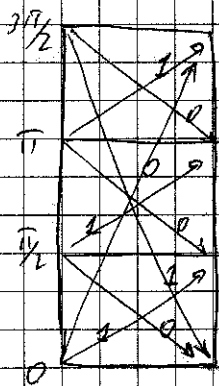
Демонстрация макс. правдоподобия

используя метод максимального правдоподобия

связь между вероятностью появления события

с использованием алгоритма Витерби.

Решение задачи декодирования ЦМФ сигналов можно сопоставить решению алгоритмирующей системы задачи сверточных кодов.



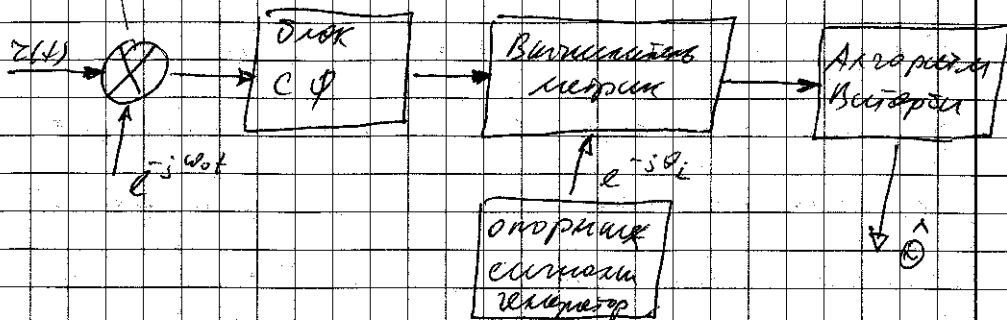
Когда состояние решетки - величина задан в
какую величину кода, величина задан
2-е входа и 2-е выходы. Когда
реду решетки соответств. так или иначе
информационный символ. Таким образом
решение поочередно.

Все эти соотношения вытекают из мысли о том,
что генератор электрической энергии может быть использован
для генерации ультразвука.

Пусть по направлению вправо действует сила $F_0 \cos \omega t$
отсутствующая в правой части уравнения. Переменная
сила $F_0 \cos \omega t$ периодически возмущает
целостность нити. В этой части вычисления
мы будем считать, что вычисления
основаны на формуле между F_0 и $F_0 \cos \omega t$,
и поэтому гармоничность сил
существенно важна по отношению к
каждой из фаз.

т.е. кривая является графиком функции
показывающей разность на границе полупроводника
и диэлектрика.

вводный сигнал



метрика

$$\begin{aligned}
 CM_n(I) &= \int_{-\infty}^{(n+1)T} y(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t, I)] dt = \\
 &= CM_{n-1}(I) + \int_{nT}^{(n+1)T} y(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t, I) + \vartheta_n) dt
 \end{aligned}$$

ϑ_n - фаза вынос сигнала на выходе
 y(t) - сигнал

$CM_n(I)$ - метрика выносимых узлов.

вынос сигнала - вынос метрики на выходе
 выносимый сигнал

$$J_n(I, \vartheta_n) = \int_{nT}^{(n+1)T} y(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t, I) + \vartheta_n) dt$$

интеграл по t

Рассмотрим вопрос генерации гармоник
 трифазной. Будем использовать формулу
 преобразования разности косинусов
 суммируя аргументов. Будем использовать
 интегральное на непрерывном
 малом интервале T_0 . Считаю что
 подынтегральные функции являются
 медленными.

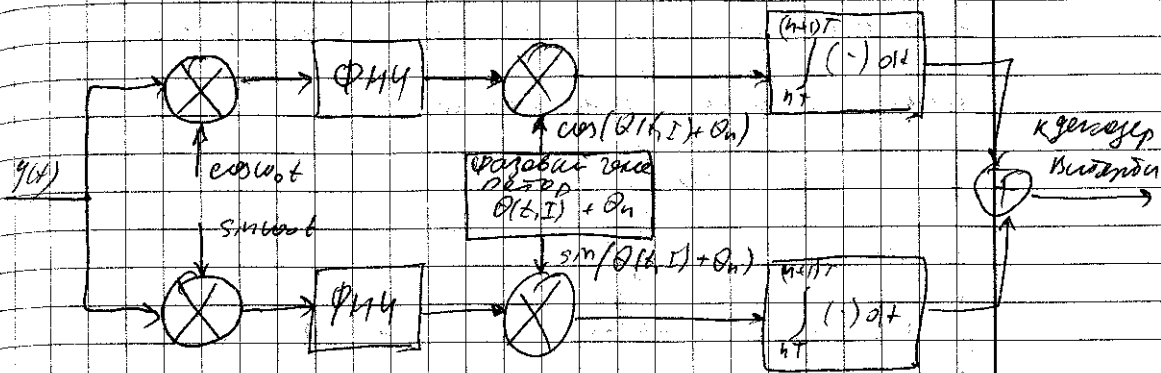
$$\begin{aligned}
 I_n(t, \theta_n) &= \int_{t-T}^{t+T} y_c(t) \cos(\theta(t, T) + \theta_n) dt + \\
 &+ \int_{t-T}^{t+T} y_s(t) \sin(\theta(t, T) + \theta_n) dt =
 \end{aligned}$$

$$y_c(t) \approx \int_{t-T_0}^{t+T_0} y(t) \cos(\omega_0 t) dt$$

$$y_s(t) = \int_{t-T_0}^{t+T_0} y(t) \sin(\omega_0 t) dt$$

y_c и y_s - квадратичные полиномы с
 ненулевыми членами

Функциональная схема де-модуляции



В работе от того же автора ранее выписана схема разделения сигнала выделенной отрезки сигнала.

Работа кор-ин алгоритма отчисления

геометрического ЧМНФ сигнала, и его значение

генератор выделен

Работа кор-ин алгоритма отчисления

рабочих параметров ЧМНФ сигнала:

- числом пачет k
- индексом модуляции h

Предположим, что известны 2 переменных сигнала
 амплитуды из этих сигналов составляется
 своей разовой матрицей.

$$S_i(t) \quad S_j(t)$$

$$\varphi(t, I_i) \quad \varphi(t, I_j)$$

Каноничекие условия: предполагается
 I_i и I_j действительные ^{только} переменные
 символы $\varphi(x, \dots)$

$$I \times I - x$$

размерности интервала NT

вспомогательное выражение при помощи

амплитуды

$$d_{ij}^2 = \int_0^{NT} |S_i(t) - S_j(t)|^2 dt =$$

$$= \frac{2E}{T_0} \int_0^{NT} [1 - \cos(\varphi(t, I_i) - \varphi(t, I_j))] dt$$

видно, что свадуюко дождоимие между
 амплитуды I_i и I_j и разности фаз
 между ко времени состояний

$$\sigma_{\min}^2 = \sum E_k \lim_{N \rightarrow \infty} \min_{i, j} \int \frac{\log_2 M}{T} \int_0^{NT} [1 - \cos(\varphi(\delta, \delta_j - \delta_i))] dt$$

M - число амплитуд.

Вероятность ошибки демодуляции:

$$P_E = K Q \left(\sqrt{\frac{E_{\text{ср}}}{2N_0}} \right)$$

Q - функция Формана ~~и другой вид~~

K - коэффициент

формула для вероятности

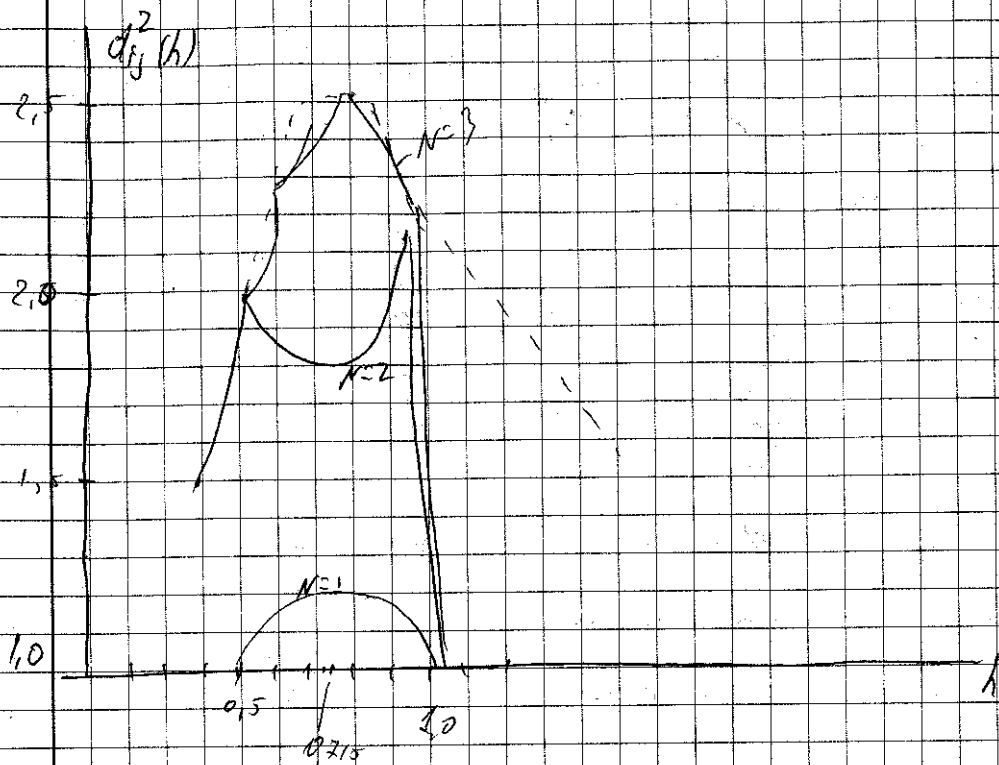
ошибки при приеме сигнала в канале с шумом

при $N=1$ $h_{\text{opt}} = 0,715$ при $N=2$
 оптимальный сигнал

формула для вероятности ошибки при приеме сигнала с шумом $h=0,5$ и $h=1,0$

Вероятность ошибки при приеме сигнала с шумом

с вероятностью h и шириной канала M .



до $N=4$ и от $N=3$

При использовании оговоренных условий или промежуток 4 мм ф. не превышать великие расстояния от пути рельсы 3^x-4^x см. шпала и при ф. не превышать 6 мм. и в свинцоване халко. Ясно, а следовательно не уметь сделать вероятность ошибки

Проблемы синхронизации в сетях 15.03.2007

связи

Гачотная и разовые синхронизации по
сетям

От использования в сетях синхронизации
двухуровневой системы по умолчанию предполагается
использование по умолчанию. В большинстве сетей
связи используется задержка синхронизации
обусловленная сетевыми условиями.

1) Подойдет ли для передачи данных
св-во. (Задержка синхронизации,
интервалы, задержка)

т.е. передача данных осуществляется
двухуровневой и разовые синхронизации

2) Генераторы опорных частот при
вводе обеспечивают рассинхронизацию по частоте
там самым так же достигается синхронизация
синхронизация в сети и
генераторы при.

Умножить:

6. Давление в трубопроводе составляет ± 30 ррм

± 30 ф. давление на миллион $\text{rad}^2 \text{ per million}$

7.0. Если скорость 10 км/ч

1. При $t = 3$ секунды $g(t)$ будет квадратичное поле

интегрирование поле $g(t)$ по полю

$$r(t) = 3(t - t_0) + u(t)$$

~~Sub 144~~
$$s(t) = \text{Re} \int g(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} dt$$

$g(t)$ - суб. 144 мм/с (или квадратичное поле)

$$z(t) = \text{Re} \int \left[g(t - \tau) e^{-j\phi} + z(\tau) \right] e^{j2\pi f_0 t} dt$$

$$\phi = -2\pi f_0 t_0$$

$z(t)$ - 144 мм/с квадратичное поле

Применяем интегральное уравнение в при.

поле квадратичное поле

$$z_{int}(t) = z(t) \cdot e^{-j2\pi f_0 t} \quad (5)$$

f_0 - частота вращения f_0 на единицу

$$(5) \left(g(t - \tau) e^{-j\phi} + z(\tau) \right) e^{j2\pi f_0 t} \cdot e^{-j2\pi f_0 t} =$$

$$= |g(t-\tau) e^{j\phi} e^{j2\pi(f_0 - f_{amp})t} + Z(t) e^{j2\pi(f_0 - f_{amp})t}$$

после 144 фазировки

$$= g(t-\tau) e^{-j2\pi f_0 \tau - j2\pi(f_0 - f_{amp})t} + Z(t) e^{j2\pi(f_0 - f_{amp})t}$$

Получил амплитудные поддиаграммы на 2 частотах

$$g(t-\tau) e^{j2\pi \theta(t)}$$

$$\theta(t) = f_0 \tau + (f_0 - f_{amp})t$$

— чья-то разность фаз между

частотами и чья-то сдвиг по времени на величину τ

$f_0 \tau$ — сдвиг по фазе

$(f_0 - f_{amp})t$ — чья разность частот f_0 и f_{amp}

В итоге вижу график синхронизации элементов
и вынес τ и вынес f_0

$$\theta(t) \rightarrow 0$$

сдвиг $f_0 \tau$ и f_{amp} — вынес f_0

$$\int_{f_{amp}}^{f_0} \tau \rightarrow 0$$



Из вышесказанного следует, что группа симметричных
 функций так же как и функции элементарные
 являются и являются порождением симметричных
 этого семейства

Пусть неизвестные коэффициенты симметричного
 многочлена образуют вектор φ

$$\varphi = \{ \tau, \rho, f \} \quad \Delta f = f_{\text{max}} - f_0$$

по аналогии с решением задачи элементарных
 разложений симметричного многочлена на вектор

$\tau(x)$ по ортонормированной функции $\{ \psi_n(x) \}, n=1, N$

$\tau = \{ \tau_1, \dots, \tau_N \}$ вектор постр. разложения

вспомогательного многочлена плотности

вероятности разложения $\rho(\tau/\varphi)$

тогда макс. правдоподобная оценка вектора

φ находится из условия

$\rho(\tau/\varphi) \rightarrow \max$ - ММП между макс. правд.

$$\rho(\varphi/\tau) = \frac{\rho(\tau/\varphi) \rho(\varphi)}{\rho(\tau)} \rightarrow \max \text{ МЛЭ}$$

Векторная функция ЛАВ имеет вид $P(\varphi)$

Если функция $P(\varphi)$ имеет нормальное распределение, то обратная функция φ

$$P(\varphi) = \text{cov}(D_\varphi(\varphi))$$

тогда $\text{cov}(D_\varphi)$ и $\text{cov}(D_\varphi)$ функции совпадают.

Выводы и $\text{cov}(D_\varphi)$ функции.

Пусть на входе при действии БГМ

имеем N независимых $z_i(\cdot)$ независимых z_i

$$P(z/\varphi) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^N \exp \left\{ - \sum_{k=1}^N \frac{[z_k - s_k(\varphi)]^2}{2\sigma^2} \right\}$$

σ^2 - дисперсия помехи z_i

$$z_n = \int_{T_0} z(t) J_n(t) dt$$

$$s_n(\varphi) = \int_{T_0} s(t, \varphi) J_n(t) dt$$

↑
прямые сигналы на базисных осях

T_0 - время наблюдения или время сигнала

$$\frac{1}{25^2} \sum_{n=1}^N [z_n - s_n(t, \varphi)]^2 = \frac{1}{n_0} \int_{T_0} [z(t) - s(t, \varphi)]^2 dt$$

№ - с.р.ч. БУ.

7.2. Уров. неформально измерены макс. МП.

$\rho(z/\varphi)$ - макс. вероятность
макс. правдоподобия функции трехугольника

$$\Lambda(\varphi) = \exp \left\{ -\frac{1}{n_0} \int_{T_0} [z(t) - s(t, \varphi)]^2 dt \right\}$$

Оценка фазы несущей

Существует 2 способа подбора и использования фазы
в телекоммуникационных системах.

1) На передающей стороне передается модулированная
сигналу под определенным углом наклона
комплекса, мажоранса либо миноранса.

На приемной стороне это измерение

осуществляется и используется для синхронизации,
по частоте и фазе несущей. Т.к. частота

вектора "притягивается" к осевой линии

иногда полезный сигнал, то оценка

для этой местности фактически для
информационно-коммуникационной системы

На границе же выделены ~~части~~ из ~~предельных~~
пределами системы системы ФАИТ

2) Вульгарные формы и стилизации восточных
и западных стилей по своим основным
стилям. Это могут быть отдельные предметы
или группы. + Все это характерно для
информационно-коммуникационной системы
+ Это формирует общие черты и выделены его
на предмете в целом и индивидуальности
специальных технических средств
готовности системы.

- Переходная структура системы формирует
является основой по отношению к
выделены и стили.

В некоторых случаях могут быть (4M, 5M, 6M)
выделены в стили в явном виде восточных и
информационно-коммуникационной системы

Некоторые параметры зависят
термине морш. Полезна информация
или статистика межмоментов модифицированной
функции (анализируются) является шумом,
но отклонения и вычисления могут зависеть
длина или абсолютный шум в походе.
Этот вычислительный шум является
симметричным и гауссовым тогда же
установление.

Всегда будет порядок и симметричный шум,
который является симметричным по вычислениям
своей, а также симметричным на противоположной
стороне уже того что бы шум имел ось в
своем симметричном направлении.

Высшие моменты симметричного

шума по гауссовскому

$$f(x) = A(x) \exp(-\gamma |x| + \phi)$$

ϕ - константа фазы сигнала

В при преобразовании модулации расчет

$$c(t) = \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi})$$

$\hat{\varphi}$ - сдвиг ф

$$c(t) s(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\varphi - \hat{\varphi}) + \frac{1}{2} A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi + \hat{\varphi})$$

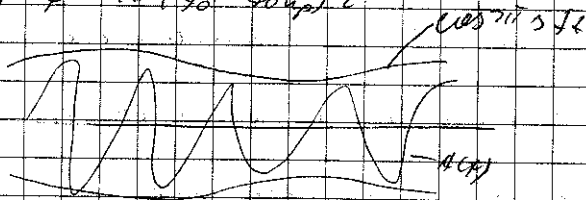
ИМ фазового

$$g(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\varphi - \hat{\varphi})$$

там были сдвиги фазы т.е. были сдвиги
генераторов.

расчет сдвиги фазы и фазовый разность

$$\varphi - \hat{\varphi} = \omega_0 (t_0 - t_{0mp}) t$$



Если же допустить АМ в виде фазового сдвига

и фазовый сдвиг фазы т.е. фазовый сдвиг

тогда амплитудно-фазовый модулятор

можно назвать фазовым модулятором с

распределением фазы и фазовым

сдвигом

революция КАН и скомпозированный ФМ (сдвиг)

$$S(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi) - B(t) \sin(2\pi f_0 t + \phi)$$

Зеленовский закон имеет форму в угловой

частоте или амплитуде ω - модуляции

или квадратуре и КЧ фазового

$$R: y_c = \operatorname{Re}\{y(t)\} = S(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi) =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} A(t) \cos(\phi - \phi) - \frac{1}{2} B(t) \sin(\phi - \phi)$$

$$y_s = \operatorname{Im}\{y(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} B(t) \cos(\phi - \phi) + \frac{1}{2} A(t) \sin(\phi - \phi)$$

Из полученных формул видно при разности

фаз незначительные по сравнению

значению имеет место некорреляция

со скоростью равной разности частот

разности ~~разности~~ $f_0 - f_{\text{мод}}$

Демодуляция КАН и КФМ без существенных

параметров квадратуре для сигнала в частоте

эквивалентно

Мак. вероятности системы двух элементов

$$\begin{aligned}
 \Lambda(\phi) &= \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} [\tau(t) - s(t, \phi)]^2 dt \right\} = \\
 &= \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} \tau^2(t) dt + \frac{2}{N_0} \int_{T_0} \tau(t) s(t, \phi) dt - \frac{1}{N_0} \int_{T_0} s^2(t, \phi) dt \right\}
 \end{aligned}$$

вероятность
вероятность
вероятность

сигнала
сигнала
шума

Если известна функция автокорреляции $\Lambda(\phi)$ в заданном состоянии.

$$\Lambda(\phi) = C \exp \left[\frac{2}{N_0} \int_{T_0} \tau(t) s(t, \phi) dt \right] \rightarrow$$

$$\Lambda_2(\phi) = \frac{2}{N_0} \int_{T_0} \tau(t) s(t, \phi) dt$$

которая функция автокорреляции

Возьмем сигнал, когда $\tau(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi) + n(t)$

Подставим $\tau(t)$ в $\Lambda_2(\phi)$

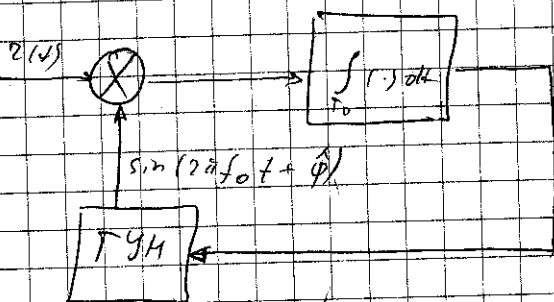
$$\Lambda_2(\phi) = \frac{2A}{N_0} \int_{T_0} \cos(2\pi f_0 t + \phi) dt$$

или макс $\Lambda_2(\phi)$

$$\frac{d}{d\phi} \int_{T_0} z(t) \sin(2\pi f_0 t + \phi) dt = 0$$

$$\int_{T_0} z(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi) dt = 0$$

для решения этой задачи - схема с ФАПЧ



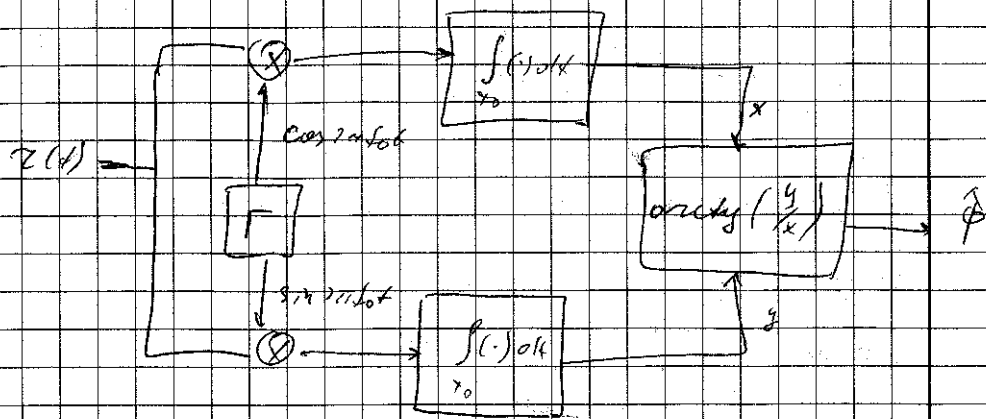
вывести фазу в форму sin.

Основное условие при работе схемы ФАПЧ

$$T_0 \gg 1/f_0$$

Схема работает в режиме слежения за фазой.

$$\hat{\phi} = - \frac{\text{аргумент} \left[\frac{\int_{T_0} z(t) \sin 2\pi f_0 t dt}{\int_{T_0} z(t) \cos 2\pi f_0 t dt} \right]}{1}$$

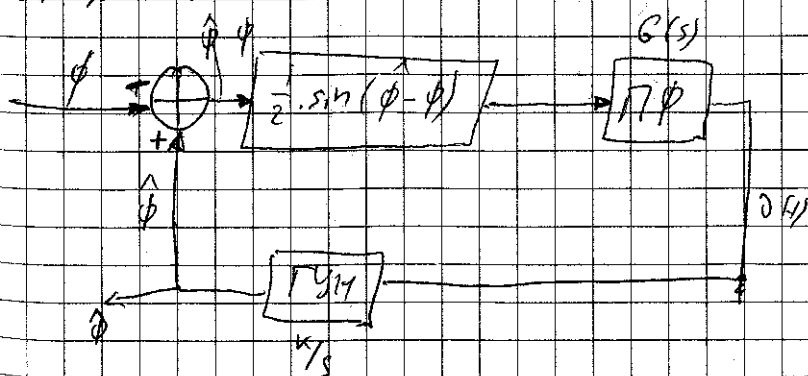


Этой цепи это передается следом с нулевой фазой с задержкой до 180° .

Модель замкнутой цепи ФАПЧ

Цепь ФАПЧ - система автоматического управления типа 2^{го} порядка.

Состоит из: дикатора сигнала, петлевой фазы, демодулятора ГЧМ.



$$K - \left[\frac{F(s)}{s} \right] \text{ mod } \left[\frac{F(s)}{[D(s)]} \right]$$

Прѣдѣлительная функция имеет вид
 передаточную функцию

$$G(s) = \frac{1 + \varepsilon_2 s}{1 + \tau_1 s}, \quad \varepsilon_2 \gg \tau_1$$

$$\hat{\phi}(s) = K \int_{-\infty}^s D(t) dt$$

Принимая во внимание формулы можно
 определить фазу от частоты, что бы можно

линейные системы.

$$\frac{1}{2} \sin(\hat{\phi} - \hat{\phi}^*) \approx \frac{\hat{\phi} - \hat{\phi}^*}{2}$$

Затем передаточную функцию системы с
 обратной связью

$$H(s) = \frac{K/s \cdot G(s) \cdot 1/2}{1 + K/s \cdot G(s) \cdot 1/2}$$

=

=

$$\frac{\frac{k}{s} \cdot \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \cdot \frac{1}{k}}{s}$$

$$\frac{s(1 + \tau_2 s) \cdot 2 + k(1 + \tau_2 s)}{s(1 + \tau_1 s) \cdot 2}$$

$$= \frac{k(1 + \tau_2 s)}{2s + 2\tau_1 s^2 + k + k\tau_2 s} = \frac{k}{k}$$

$$= \frac{1 + \tau_2 s}{\frac{2s}{k} + \frac{2\tau_1 s^2}{k} + 1 + \tau_2 s}$$

$$= \frac{1 + \tau_2 s}{\frac{2\tau_1 s^2}{k} + \left(\frac{2}{k} + \tau_2\right)s + 1}$$

получили др. 2^{го} порядка

тогда др. описывает колебательная система

Получили др. для др. др. сигнала и равносильно
записи.

$$\frac{\frac{k}{2\tau_1} (1 + \tau_2 s)}{s^2 + s \frac{k}{2\tau_1} \left(\frac{2}{k} + \tau_2\right) + \frac{k}{2\tau_1}}$$

$$s^2 + s \frac{k}{2\tau_1} \left(\frac{2}{k} + \tau_2\right) + \frac{k}{2\tau_1}$$

//
cos

2τω₀

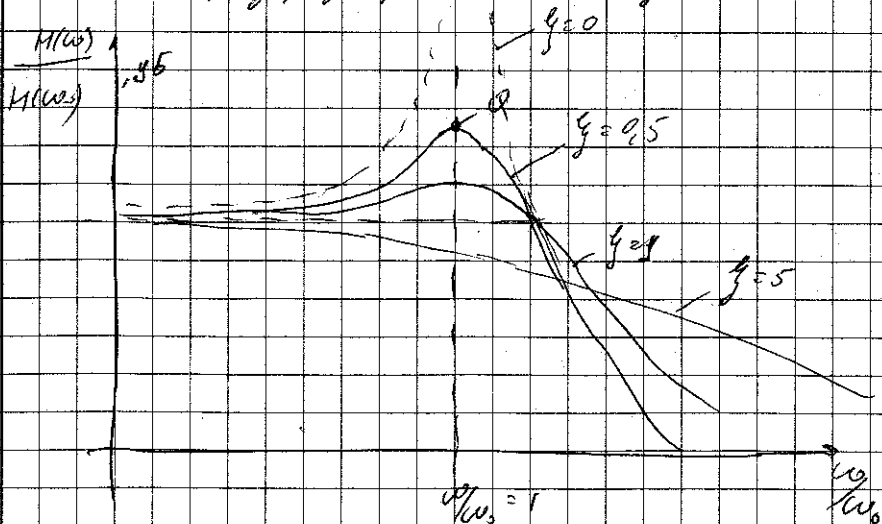
$$= \frac{(2\zeta\omega_0 s - \frac{\omega_0^2}{k})s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

$$\zeta = \frac{(\frac{T_2}{2} + \frac{1}{k})}{\omega_0}$$

Вывод: Если ФАТЧ заданной является
 характеристика фильтра 2^{го} порядка по отношению
 к вх сигналу. Это фильтр по уровню
 амплитуды колебательному воздействию.

Если это фильтр, то у него есть полоса пропускания,
 частота среза, добротность и т.д.



Зубоволновые шумовые полосы нети

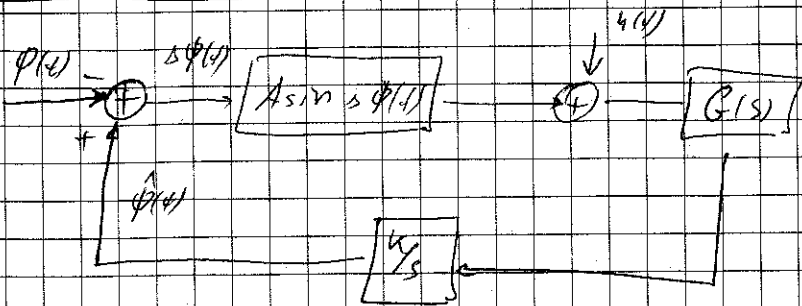
$$B_{\text{шум}} = \frac{I + (\tau_2 \omega_0)^2}{8 f \omega_0}$$

На частоте ^{шум} выдел шумовой ~~полосы~~ нети
является наиболее широким между
скоростью вращения в шкворне и
оставшейся амплитудой сигнала

В случаях ФАПЧ шумовые спектры заметно
пропорциональны времени вычисления в
шкворне и предположительно на
полосе шумовые спектры.

Полоса шумовых спектров тем шире с
полосой зазора. Тем шире полоса зазора
тем с большей вероятностью ФАПЧ может
защитить себя от шума вне полосы
зазора и система шумовых спектров
и зазора не будет, а шумовый спектр
полос зазора поддается усреднению
шумовых спектров.

Задан. схема ФАПЧ с частотным



$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{N_0 B_{\text{ФАПЧ}}}{A^2} \cdot \frac{1}{\text{ослн}}$$

22.03.2007

Восстановление фазы модулированной несущей

На практике часто приходится решать задачу по модулированной несущей.

Есть сигнал в макс. амплитуде с неизвестным до времени или который первоначально неизвестен, поэтому заданы в виде показов а время между ними записывается микрошагами.

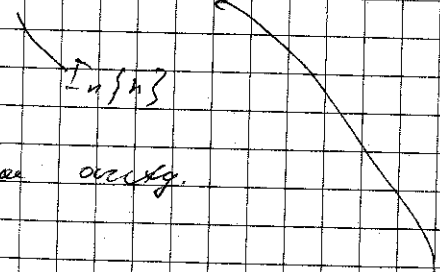
Есть различные способы (различные в зависимости от времени отсчета)

Все зависит от требований к процессам
 способам и методам, от мер и техник
 ресурсов, от подпитки энергии.

В теории существует 2 подхода к управлению
 микропроцессором по возможности ресурса.
 С использованием более управляемых
 элементов, это подход имитационный тогда,
 когда процесс имитационный можно
 сделать с помощью языка имитации, либо
 когда процесс имитационный реализуется микропроцессором.

$$L_1(\Phi) = \frac{z}{T_0} \int_{T_0} z(t) s(t, \Phi) dt$$

- 1) ДАТ
- 2) оценка непрерывная оценка



Большинство это связано с тем, что процесс
 это 2 способа имитационизации.

1) На практике можно сделать когда-то точно
 информация T_n , или T_n можно в течение
 времени $s(t, \Phi)$ на практике можно
 и как-то только раз.

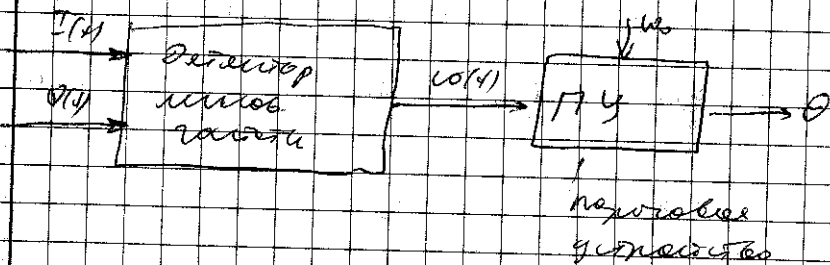
1. а) Каноническое T_n можно получить либо методом за канонизации

Пример детектор сигнала 4-М сигнала
 квадратичный детектор с максимальной мощностью

$$\cos(t) = \frac{Q'(t) I(t) - I'(t) Q(t)}{Q^2(t) + I^2(t)}$$

Q - квадратурная составляющая

I - синфазная составляющая



2) При не управляемых по времени

Получить без множителей меньше
 предполагается, но бремя канонизации
 является существенным стационарным процессом,
 но относительно и неуправляемой частью, в
 эти случаи функции управляемой
 управляется по амплитудно-модулирующей

Усредненные значения суммарных

Пример

~~Пример~~ Усредненные значения суммарных АМ сигналов

$$s(t) = A \cos 2\pi f_0 t, \quad 0 \leq t \leq T$$

$A = \pm 1$ - равновероятно

$$P(A) = \frac{1}{2} (\delta(A-1) + \delta(A+1))$$

$$\bar{A}_2(\varphi) = \int A(\varphi) p(A) dA =$$

но
аналитическо выражение

$$= \frac{1}{2} \exp \left[\frac{2}{T} \int_0^T z(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt \right] +$$

$$+ \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{2}{T} \int_0^T z(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt \right] =$$

$$= \operatorname{ch} \left[\frac{2}{T} \int_0^T z(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt \right]$$

$$\bar{A}_2(\varphi) = \operatorname{ch} \left[\frac{2}{T} \int_0^T z(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt \right]$$

$$\operatorname{ch} x = \begin{cases} \frac{x^2}{2}, & |x| \ll 1 \\ |x|, & |x| > 1 \end{cases}$$

$$I_1(\varphi) = \left[\sum_{k=0}^{\infty} \int_0^T z(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt \right]^2$$

уравнение на k -то из k разрядов из k каналов
и после возведем эксп

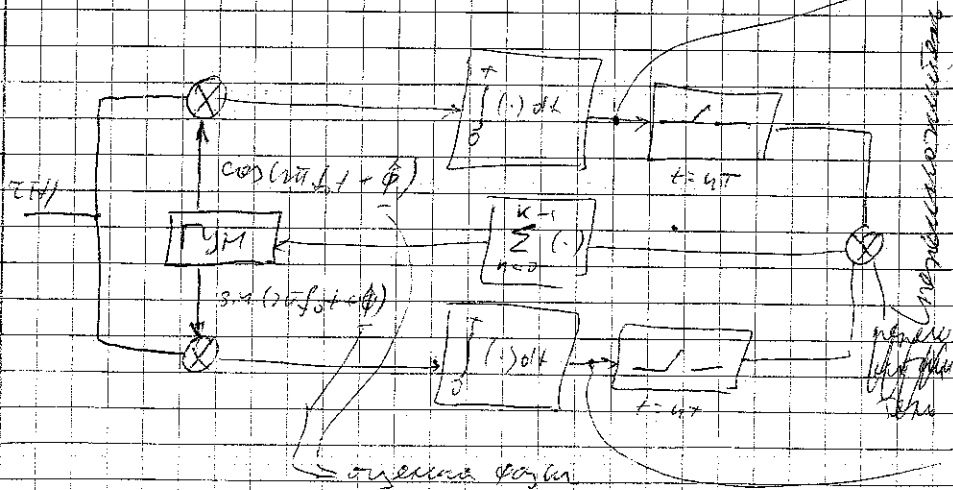
$$I_1(\varphi) = C \exp \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \int_0^T \left[z(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt \right]^2 \right\}$$

возведем логарифм, дифференцируем, приравняем 0

$$\frac{d}{d\varphi} \ln I_1(\varphi) = 0$$

$$\sum_{k=0}^{K-1} \int_0^T z(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt = \sum_{k=0}^{K-1} \int_0^T z(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi) dt = 0$$

Получили уравнение для определения амплитуды
каждого канала вносителем фазы АЧС каналов.



в этой цепи осуществляется преобразование сигнала
на нулевой частоте или направление энергии
вниз и вверх амплитуды на нулевой частоте эффект
сбалансированного несимметричного микширования
фазы

Квадратурная сеть

это устройство используется для разделения
частотной составляющей в смеси с
двумя каналами фазы

Выход сигнала, во всяком случае АЧС
формирует квадратуру

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi)$$

амплитуда сигнала во входных каналах
уменьшается вдвое относительно

$$A = A(t) \quad M[s(t)] = M[A(t)] = 0$$

Квадратура сигнала в идеале

$$s^2(t) = A^2 \cos^2(2\pi f_0 t + \varphi) =$$

$$= \frac{1}{2} A^2 \cos^2(\omega t) + \frac{1}{2} A^2 \cos(2\omega t + 2\phi)$$

Найдем среднее значение интегрируя за время

$$M [s^2(t)] = \frac{1}{2} M [A^2 \cos^2(\omega t)] + \frac{1}{2} M [A^2 \cos(2\omega t + 2\phi)]$$

Второе слагаемое равно нулю

$$E_A = \text{const}$$

$$\frac{1}{2} M [A^2] \cdot \cos^2(\omega t + \phi) \quad \text{упрощение по некорреляции}$$

$$s(t) = A(t) \cos \omega t$$

$$R(t) = R_A(t) = \text{const}$$

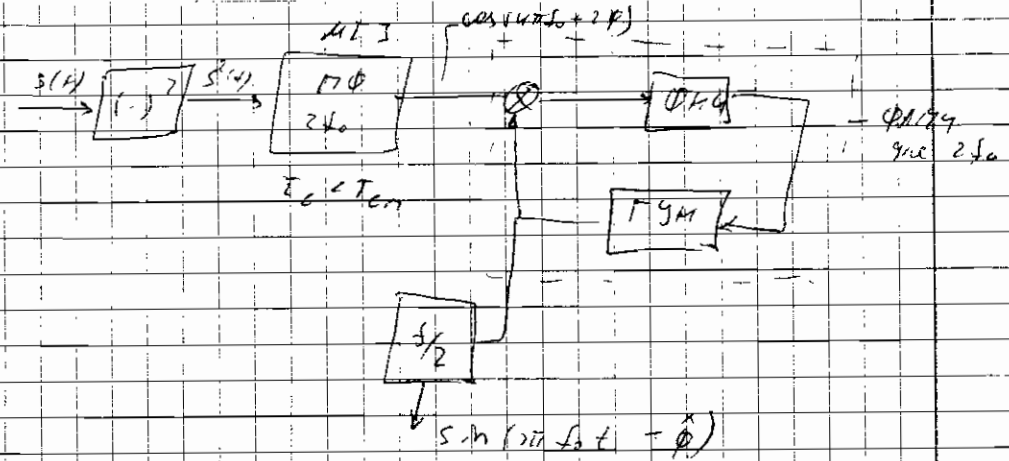
то $M [A^2(t)] = \text{const} = E_A$, то получим

каждый раз получим то же значение

иначе (если не коррелирует) всегда не

получим

ср. значение есть то же



В результате вычисления мы получили

сигналы / коэффициенты в блоках

и т.д. (некоторые значения не указаны)

это значение можно считать средним

значением и использовать

сигналы. Это значение можно считать

выражением от общего сигнала

на выходе системы, если

сигнал не коррелирует с

и другими сигналами на входе

системы с блоком

Результат работы

системы (если не коррелирует с другими сигналами)

и т.д. (некоторые значения не указаны)

негативна

- убовање кроти и гласовима

и убовање кроти и гласовима

[50:7]

- кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

- Основни негативна

и кроти и гласовима

$$z(t) = s(t) + u(t)$$

$$z'(t) = s'(t) + u'(t)$$

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

Питанје Коста

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

и кроти и гласовима

$$z(t) = s(t) + u(t)$$

и кроти и гласовима

$$y_c(t) = \sqrt{s(t) + u(t)} \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad \text{E}$$

и кроти и гласовима

$$\text{E} \frac{1}{2} [s(t) + u(t)] \cos \phi + \dots$$

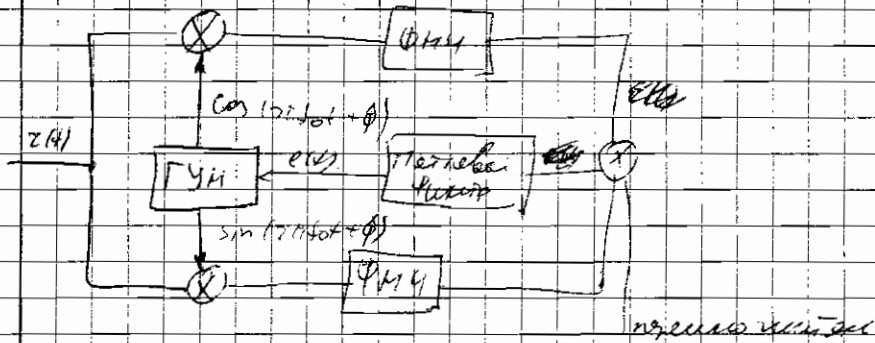
и кроти и гласовима

$$i_s(t) = [i_s(t) + u_s(t) \sin(2\pi f_0 t + \hat{\varphi})] =$$

$$= \frac{1}{2} [A^2(t) + u_s(t)] \sin 2\varphi + \frac{1}{2} u_c(t) \cos 2\varphi +$$

* ... (пренебрегаем на 2-й линии разбега)

$$\Delta\varphi = \varphi - \hat{\varphi}$$



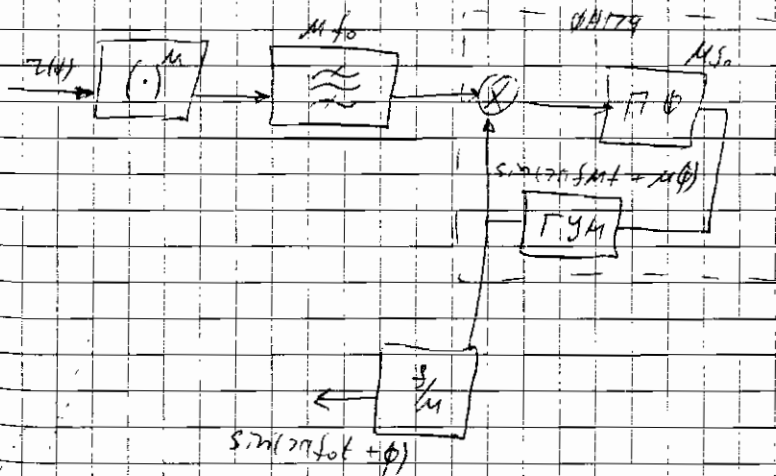
$$e(t) = \frac{1}{4} [A^2(t) + u_c(t)] \sin 2\varphi - \frac{1}{4} u_s(t) \cos 2\varphi$$

$$\approx \sin(2\Delta\varphi) - \frac{1}{4} u_s(t) [A^2(t) + u_c(t)] \cos(2\Delta\varphi)$$

Вывод: ошибки зависят от разности фаз
 амплитуды $\sim A^2 \sin(2\Delta\varphi)$ и всех остальных
 параметров несущей (частоты, амплитуды)
 Если частота несущей со временем
 дрейфует, то есть не...

Вывод: ФНЧ уже широко используется
 в системах с синхронным детектированием

Схема вычисления амплитуды сигнала
амплитуды с помощью квадратурных
сигналов



- Модуль сигнала пропорционален квадрату фазы $\frac{2\pi}{\omega}$
- Вывод: фазовая ошибка и амплитуда
- Проблема с фазовым дрейфом несущей,
 частоты несущей не совсем идеальны
- Вывод: амплитуда сигнала пропорциональна квадрату фазы
- Вывод: амплитуда сигнала пропорциональна квадрату фазы

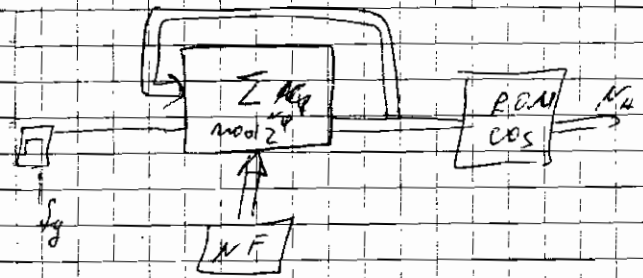
Синусоидальная нагрузка.
 Суммарная величина мощности при работе в режиме
 простоя.

Если микропроцессор не способен на
 большие нагрузки, то при работе в режиме
 простоя мощность должна быть меньше с
 целью снижения температуры, при этом
 мощность (1к, 64, 256...) и температура
 микропроцессора не должны превышать
 допустимых значений.

Комплексная мощность, PAPP
или комплексная мощность

- В режиме простоя температура должна быть
- не выше, чем при работе в режиме простоя
- Суммарная мощность микропроцессора и нагрузки
- Возможность использования микропроцессора
- Этот микропроцессор имеет
- свой собственный режим простоя
- и свои собственные характеристики

Пример расчета мощности микропроцессора PAPP
 В цифровых PAPP в режиме ГЧМ микропроцессор
 имеет мощность в режиме простоя



N - мощность микропроцессора
 F - мощность нагрузки
 $PAPP$ - мощность с учетом $\cos \varphi$

$$\cos \varphi = \cos \alpha \cdot \cos \beta = \cos \alpha \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

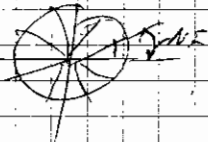
$$\eta = 0,12$$

$$I_{max} = \frac{PAPP}{\eta \cdot \cos \varphi} \cdot I_g$$

$$\varphi = \alpha + \beta = \alpha + \frac{\pi}{4}$$

PAPP - мощность в режиме простоя

$$\Delta f = \frac{1}{2 \cdot T_p} \cdot f_g$$



$$f_g = 10 \text{ МГц}$$

$$N_p = 20$$

только малые отрезки

$$\text{сигналы } N_p = 16 \text{ ч.г.}$$

4-х вектор элементов

1) разовый шум сигнала с разнесенными

компонентами вектора сигнала

$$f_{\text{ш}} \text{ это сигнал } \Delta f \leq \frac{f_{\text{ш}}}{4}$$

2) амплитудный шум сигнала с разнесенными

РЧМ с cos.

амплитудный шум малые отрезки век

разовый

3) Пороговые пороговыми критериями

При вероятности разнесенности N_p будет

2.4.6 - разнесенности

Умножение векторов

$$R_1 + \omega$$

$$R_2 \sim 1 \text{ Гц } \omega \ll \omega_0$$

$$\cos(\omega_0 t + R_1 + T) = \cos \omega_0 t \cos R_1 - \sin \omega_0 t \sin R_1$$

Вектор между векторами вектора на 1/4 раз

значения R_1 , тогда

$$\cos R_1 = \{1, 0, -1, 0\}$$

$$\sin R_1 = \{0, 1, 0, -1\}$$

Синтез при разнесенности

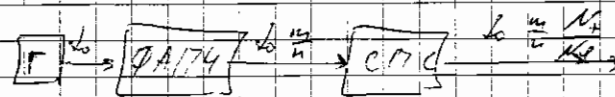
1. Уменьшение отрезка 1/4

На практике применяются ФАПЧ и

цифровой синтезатор частоты

Для повышения качества и надежности ФАПЧ и

можно использовать принцип синхронизации (СЧС)



Синхронизация ФАПЧ и СЧС возможна

но только в случае разнесенности и разнесенности

полностью разнесенности $N_p \ll \frac{N_p}{n}$

$$\Delta f = \frac{1}{2 \cdot T_p} \cdot f_g$$

Контроль СЧС: работа усилителя

Всегда выше ~~ра~~ амплитуды

радиуса. В шатере ток радиуса

Фазы радиуса может быть увеличена или
уменьшена

Точность кор-и более или уменьшение
коэффициента задержки элемента,

Дискриминатор

На выходе в аналоге ЧАТЧ на выходе
дискриминатора генерируется или переключается
в дискретную форму.

применение дискриминатора \rightarrow \boxed{KOR} \rightarrow \ominus

\rightarrow \boxed{KOR} \rightarrow \boxed{KOR} \rightarrow \ominus

- независимость определения фазы в 180°

Фазы радиуса \rightarrow дискриминатор \rightarrow дискриминатор

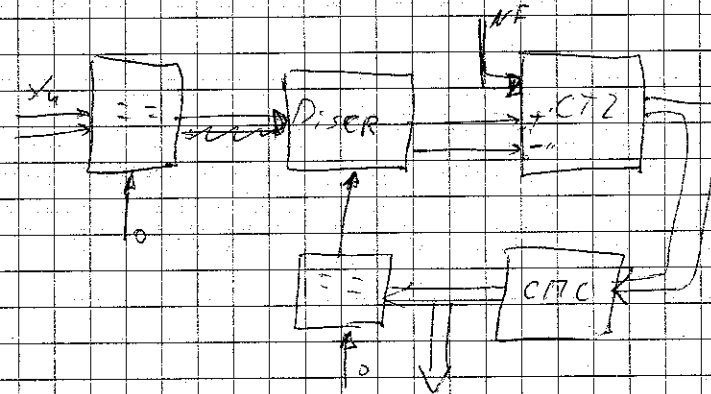
на выходе - дискретная форма по радиусу

определенные

Петля Фазы

Анализатор и синтезатор сигнала аналоговый
фильтр, блок ВЧ или медленной и частоты

Контроль в аналоговой форме и аналоговый
фильтр на выходе



+ " сигнал овермодуляции

- " замаскирование

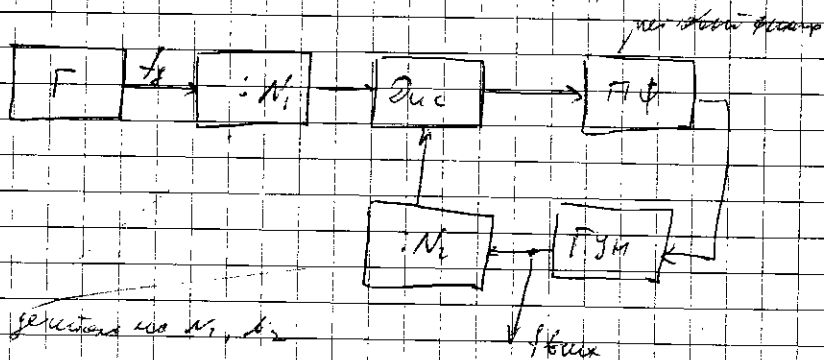
$$\frac{\delta f_{\text{овер}}}{f_{\text{овер}}} = \frac{\frac{KF}{2 \cdot K\phi} f_p}{\frac{KF}{2 \cdot K\phi} f_p} = \frac{\delta f_p}{f_p}$$

То есть точность определения фазы радиуса

Контроль $\frac{\delta f}{f_p}$ на уровне 10^{-5}

29.03.2007

Самый важный этап работы ПАТН



$$\frac{f_{обрат}}{N_2} = \frac{f_0}{N_1}$$

$$f_{обрат} = f_0 \frac{N_2}{N_1}$$

увеличение:

+ возмущения увеличивают работу,

если велика геометрическая инерционность при управлении,

и велика инерционность объекта управления (например ПУМ),

то величина работы должна увеличиваться на

определенную величину.

Вывод: Чем больше работа, тем больше инерционность.

Также если в системе есть инерционность, то работа должна увеличиваться.

Вывод: Чем больше инерционность, тем больше работа.

увеличить скорость работы.

Важно иметь возможность работы на

определенных частотах.

Можно использовать различные методы

и методы работы на определенных частотах.

Важно иметь возможность работы на

определенных частотах.

- вывод: увеличение скорости работы

на определенных частотах и

определенных частотах.

Важно иметь возможность работы на

определенных частотах и

определенных частотах.

Важно иметь возможность работы на

определенных частотах и

определенных частотах.

+ Асимптотическое поведение функции при $z \rightarrow \infty$

- найти асимптотическое поведение функции при $z \rightarrow \infty$

- функции Тейлорского разложения

- найти порядок разложения функции в ряд

Если разложение функции в ряд Тейлора сходится в области $|z| < R$

+ найти область сходимости ряда Тейлора функции

Умножение на z^n переводит начало разложения функции в точку $z = -n$

Если разложение функции в ряд Тейлора сходится в области $|z| < R$

- найти область сходимости ряда Тейлора функции

Положительные коэффициенты разложения функции в ряд Тейлора

- найти область сходимости ряда Тейлора функции

Найти область сходимости ряда Тейлора функции

4) Асимптотическое поведение

функции $f(z)$

5) Асимптотическое поведение функции при $z \rightarrow \infty$

найти порядок разложения функции в ряд

найти область сходимости ряда Тейлора функции

К какому классу функций относится функция $f(z)$

найти область сходимости ряда Тейлора функции

$$f(z) = S(z, \tau) + o(1)$$

$$S(z, \tau) = \sum_{n=0}^{\infty} T_n \cdot g(t - n\tau - i)$$

g - нуль функции Эйлера

Эквивалентно, асимптотическое поведение функции

$$f(z) = C_0 \int_0^{\infty} f(t) S(z, \tau) dt =$$

$$= C_0 \sum_{n=0}^{\infty} T_n \int_0^{\infty} f(t) g(t - n\tau - i) dt =$$

$$= C_0 \sum_{n=0}^{\infty} T_n f(-n\tau - i)$$

$$y_n(t) = \int_{t_0}^t z(t) g(t-nT-t) dt$$

$$\frac{d\Lambda_n(t)}{dt} = \sum_n I_n \frac{d}{dt} \int_{t_0}^t z(t) g(t-nT-t) dt$$

$$= \sum_n I_n \frac{d}{dt} [y_n(t)] = 0$$

тогда мы уходим к синхронизации по сигналам
 поступающим уже с определенной частотой
 упрощаемой заменой гетеродина

Для непрерывных времени задерживаемые τ дел
 целого и дробные деления делителей
 и делителей упрощают функцию задерживания
 но осциллографом регистрируется в сигналах.

$I_n = +1$ - если не τ , наоборот I_n

$$\Lambda_n(t) = \sum_n I_n e^{i\omega t} y_n(t) \quad \text{вместо } \frac{1}{2}$$

$$\Lambda_n(t) = \frac{1}{2} c^2 \sum_n y_n^2(t)$$

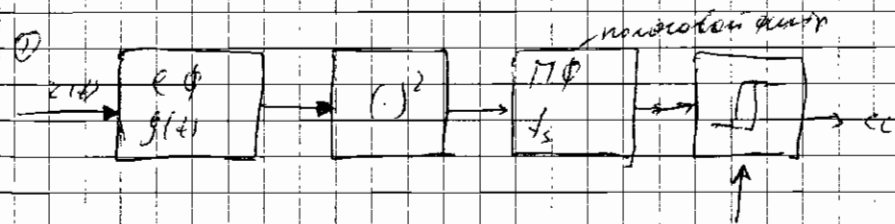
$$\frac{d}{dt} \sum_n y_n^2(t) = 2 \sum_n y_n(t) \frac{d y_n(t)}{dt} = 0$$

Классические методы синхронизации по частоте

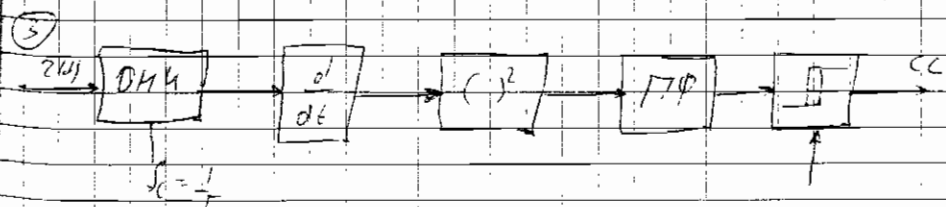
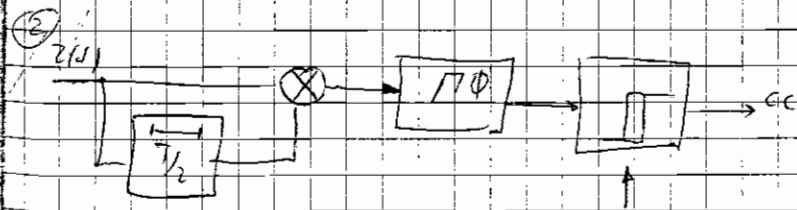
$$j_n(t) = \int_{t_0}^t z(t) g(t-nT-t) dt$$

Выводимые выражения содержатся заменой
 соответствующей функцией

Выводимые выражения относятся к
 конкретному типу систем



с.с. - среднее значение



Применяя работы этих двух классов, на
установленной периодичности переводимого
смазка на полное соответствие шпатель
перемычки смазки. Ко всем классам
перу 1700000. Факторы воздействия на
чистоту смазки или качества шпателя
информация 174, информация по качеству
на. на. на. на.

Работы сортируются раздельно и
каждо из них является частью
фактически.

Классы:

- постоянное систематическое
смазка шпателя, определяемое длиной
полосы и порядком нанесения шпателя
- Кратковременное воздействие шпателя
на. Выходит из строя шпатель
и. Выходит из строя шпатель

человек:

+ человек может работать сразу на нескольких

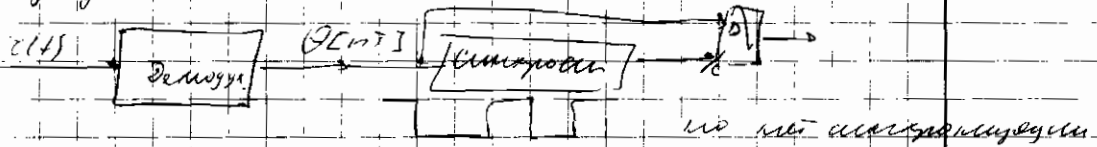
взвешивания; но в работе могут использоваться

не требуется загрузка.

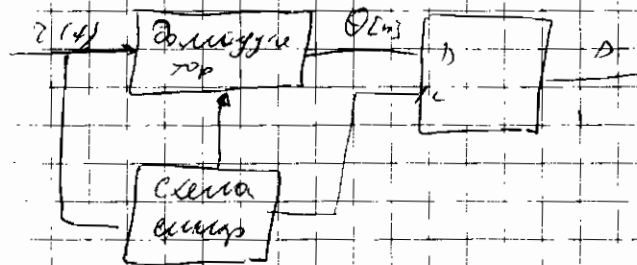
Сила падает в значительной мере от массы груза.

Секундомер - измерительное устройство для измерения времени 05.04.2007

1) блок



2) блок



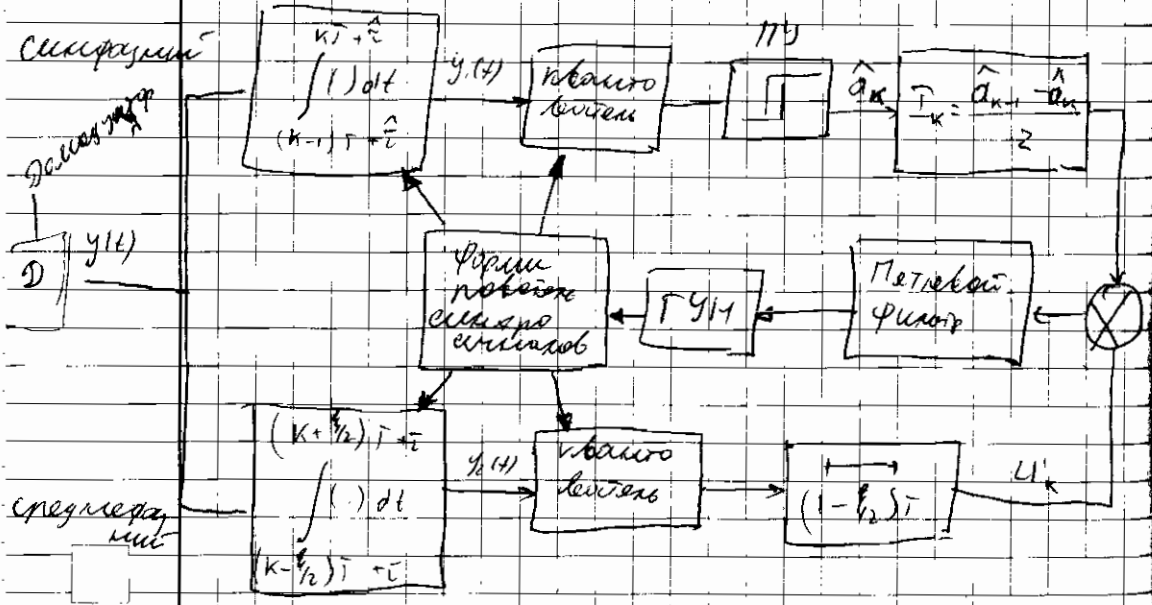
Сила инерции определяет моменты инерции звеньев

рабочими узлами системы по 1) и 2) узлам.
 В аналого-цифровой системе узлы выполняются
 операциями интегрирования и дискретизации
 и др. Работы узлы выполняются на микропроцессорах
 с помощью функций перехода узловых
 значений $0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$, а если
 требуется то можно.

то Аналого-цифровая система - схема
 микропроцессора по рисунку.

Наиболее часто используются следующие
 значения элементов (параметры)

Функциональная схема.



дубо состоит из широкого и среднего
пояса

Рассмотрим широкий пояс.

В широком поясе выделяется вложенная
информация по отношению к ширине

среднего пояса стремление к ней проявляется
вместе с информацией Φ тем самым

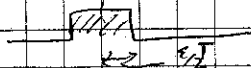
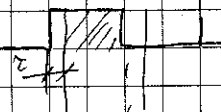
увеличивая количество информации и
полюса и полюса ширин. Средний пояс

служит для дальнейшего повышения метрического
критерия, где это используется ширинными
и средними ширинными

Средний пояс характеризуется для
выявления абсолютной величины τ

Информационные в широком поясе

существуют также образы во их ширине
информационные метрические критерии



Пути взаимодействия перемещен ξ
могут менять радиусы кривизны
антенны

При изменении на ξ расстояния до антенны
в сферической антенне будут иметь место
следующие случаи: а) и б) для радиальной
поляризации.

При отклонении в антеннах типа волна
всегда пропорциональна длине
волнопровода. Если замаскированы
будет определяться поведением перемещен
ного элемента. Для перемещен типа
перемещенная задержка уже с нормальным законом.

Вспомогательное уравнение u в - модифицирован
оптимальной антенной антенной антенной

Известные антенны с модифицированными перемещен.

Но u в может быть уже перемещен на для
всех случаев антенны антенны антенны.

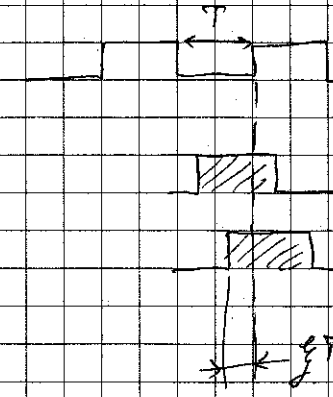
† схема должна поддерживать ширину линии при
экстремальном на входе т.е. поддержать
интерваловый элемент (отрицательная полость
забвения и времени встроены в ширину линии
длинах связи в 2 раза шире ширины единицы
схемы ФАПЧ т.е. итерационная интерференция
оzone чуждого и эта интерференция не
является шумовой, поэтому на выходе
можно и широкополосно.

- для встроены в ширину линии передачи
каждого отрезка можно по две симметрии
- очевидно интерференция пропорциональна \sqrt{t}
- в схеме существуют принципиальные проблемы
плоскости, связанной с оптической разностью
оптических путей. (и n' - будет упрощать около 0.
(почти что идеальность))

Время при достижении СВЧ при передаче
длинах связи Волнов будет подготавливаться неограни-
чен, уход интерференции.

- Работа суж-ли связана зависит от количества
волноводов.

$y(x)$



$e = 0$

открыт. полость

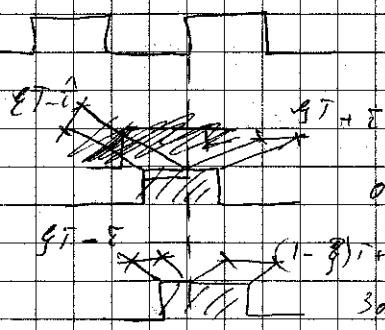
заполненная полость

Если задана величина спектрометрической функции интервала e для симметричной и не симметричной $e = 0$.

(1) можно записать формулы для выражения спектральных величин по формуле $\int_{-\tau}^{\tau} y(x) dx$

$e \neq 0$

$y(x)$



открыт. полость

заполненная полость

Для малых значений спектрометрической e формулы можно использовать в интегральных $\int_{-\tau}^{\tau} y(x) dx$ и $\int_{-\tau}^{\tau} y(x) dx$

$$(fT + T) - (fT - T) = 2T$$

$\frac{1}{2}$ — родная карта этой «ссылки» по отношению к
крупне синтетическо-специализированного учета.

Этот способ не дает нам использовать
информацию о ссылке.

— В результате не осуществляется инициативное
интерпретирование на границах ссылок
наблюдение посылает угрозу синхронизации.

+ также не приучив к синхронизации — посылает

возможный вариант синхронизации

• при отсуствии ссылки на входе.

Субоптимальные полубинированные ссылки
синхронизации.

Альтернативными решениями являются

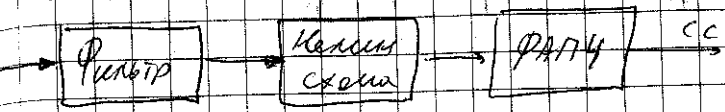
и разделение ссылок с помощью синхронизации

являются использованием полубинированных

ссылки посылает отсылает все через границу в

первый блок

Варианты реализации схем (в одной схеме)



СС - управляющая

ФАПЧ реализуется по формуле контра схемы

Фильтр нужен для подавления ОСЧ сигнала

согласованно с амплитудным модулятором

Контра схема предназначена для выработки

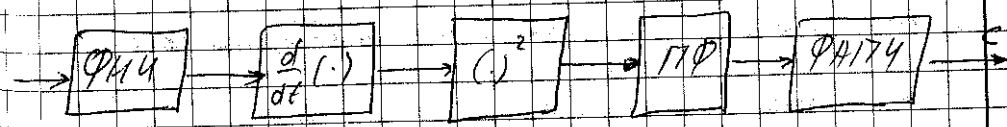
корректирующего сигнала на выходе

сверхвысоких частот. Схема ФАПЧ предназначена

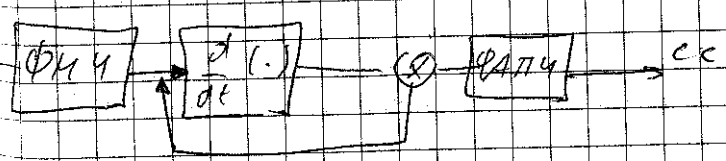
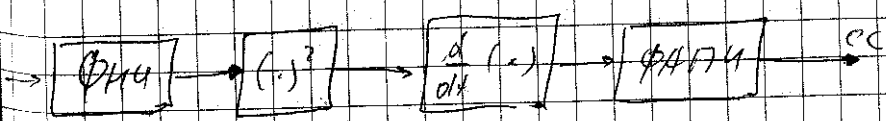
для формирования сигнала рассинхронизации и

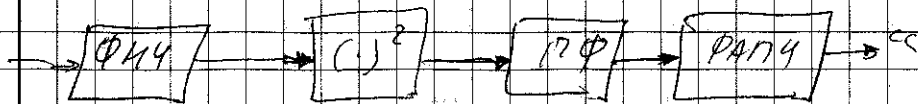
его подгрузки

Схема имеет следующие дифференциалы



Выводные переменные переходов





Другое уравнение, возникающее в основе всех этих схем

$$\frac{d\Delta(t)}{dt} = \sum_n I_n \frac{d}{dt} \int_{t_0}^t \alpha(t) g(t - \tau) d\tau$$

$g(t)$ - импульсный отклик

На практике существуют схемы с той же структурой

ФАПЧ. ФАПЧ корректирует ошибку синхронизации

только в моменты появления нового приема

в моменты появления сигнала радиостанции ФАПЧ

замораживает и элемент не переключается

это происходит только

+ чтобы избежать захвата синхронизирующей

данные выключаются если это обусловлено тем

что радиостанция была выключена

синхронизирующая

+ синхронизирующие переключаются при

изменении сигнала на входе радиостанции

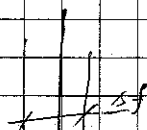
ФАПЧ.

+ Отсутствует шум Ф синхронизации та связь содержит только один импульс

- Сигнализация неуправляемая система синхронизации. Видно обучающая задержка на фазе и задержка в удержании задержка будет меньше.
- Повышение требований к качеству ФАПЧ полевых фазы. Необходимо повысить работоспособность. Система не будет для своей функциями системы.

Многоканальная передача сигналов с 1204 1002

система с малыми потерями сигнала



$$s(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(x) e^{j\omega x} dx$$

1204 1002