
Слайд №1- заставка

- Итак, сегодня у нас Лекция №2, тема которой «Теоретическое и экспериментальное моделирование сверхширокополосных аналоговых радиопотонных трактов диапазона СВЧ».

К сожалению, как показывают данные "объективного контроля", радиопотоника (или микроволновая фотоника) - для отечественных специалистов - по-прежнему остаётся достаточно экзотической областью науки и техники

Поэтому - имеет смысл сказать пару слов о тех причинах, по которым радиопотоника попала в сферу интересов сотрудников АО «ЦКБА» и «родственных» нам предприятий.

Слайд №2 - станция предупреждения о радиолокационном обнаружении

- Одним из основных направлений нашей деятельности является разработка и производство систем защиты авиационных платформ от наземных комплексов противовоздушной обороны. К таким устройствам, в частности, относятся станции предупреждения о радиолокационном облучении (СПО).

Слайд №3 - "большой" самолёт

Такие системы, как правило, состоят из одного центрального поста (ЦП) и кучи выносных антенных постов (АП1 ... АП4). Очевидно, что эффективность СПО будет прямо-пропорциональна количеству размещённых по «контур» платформы антенных постов. В идеале – хотелось бы превратить обшивку фюзеляжа самолёта в такую "шкуру акулы", которая способна принимать сигналы каждым квадратным миллиметром своей поверхности - от носа до спинного плавника.

При этом – эти антенные посты должны быть максимально простыми с точки зрения схемотехники и иметь минимальные габариты.

Минимализм схемотехники обусловлен тем, что антенные посты должны сохранять работоспособность в крайне неблагоприятных условиях эксплуатации - при жёстких вибрациях, при мощных акустических воздействиях, а также при огромных перепадах температур. И потому, чем проще схемотехническое решение - тем жизнеспособней будет антенный пост и вся СПО в целом.

- Минимализм в схемотехнике антенных постов позволяет получить ещё ряд бонусов. Например, более простая схема требует меньшего "ассортимента" напряжений питания, прокладка шин которых тоже создаёт изрядные проблемы.

А ещё эти шины дают изрядную прибавку в весе изделия. А ещё проблема наводок и всякой прочей электромагнитной совместимости.

Ну, и чем проще схема СВЧ устройства - тем меньше его габариты. А со свободным местом в районе обшивки фюзеляжа - что называется напряжёнка.

- Поэтому, **в идеале - антенный пост должен состоять только из одной антенны**, сигналы от которой поступают в центральный пост. Этот центральный пост можно расположить в относительно комфортных «климатических» (и прочих) условиях внутри фюзеляжа, где, кроме всего прочего – больше свободного пространства.

Поэтому появляется возможность создания в центральном посту мощнейшего устройства обработки принятых сигналов, и как следствие, увеличения эффективности СПО.

- Оценим возможность реализации такого "идеала".

Слайд №4 - АЧХ коаксиального тракта

- Для этого, рассмотрим возможные АЧХ линии связи с использованием лучших на настоящий момент коаксиальных кабелей.

Для примера возьмём отрезок – ну, скажем - 30 м кабеля типа **LL160 фирмы Harbour Industries**.

В "актуальном" на настоящий момент диапазоне рабочих частот от сотен мегагерц до 40 ГГц - АЧХ такой линии связи будет выглядеть так, как это показано на этом слайде.

- Ну что – мы имеем дурные потери - **до 70 дБ** и такой же дурной перепад коэффициента передачи (Кп) - **до 60 дБ**.

Слайд №5 - возможные варианты архитектуры антенных постов.

- И именно по этой причине приходится усложнять антенные посты, размещая там

- либо супергетеродинные приёмники, с выхода которых в центральный пост по коаксиальному тракту передаются относительно низкочастотные сигналы промежуточной частоты в виде тех же радиоимпульсов,

- либо приёмники прямого усиления - с выхода которых и так же - как правило - по коаксиальному тракту - передаются видеоимпульсы.

Такой подход к реализации архитектуры СПО приводит и к удорожанию изделия, и к снижению надёжности, и к увеличению аппаратных ошибок, и - что немало важно в наших авиационных делах - к увеличению габаритов и массы изделия. Для справки - в настоящий момент, общий вес комбинированных кабелей, при помощи которых антенные посты соединяются с центральным постом - примерно равен суммарному весу центрального поста и всех выносных постов.

Слайд №6 - название статьи Michael E. Manka

- Поэтому у наших зарубежных коллег возникла идея использования аппаратной части обычных «коммерческих» цифровых ВОЛС для передачи аналоговых СВЧ сигналов.

- А почему у них такая идея возникла?

- А потому, что в «нулевые» годы появилось оборудование для ВОЛС, позволяющее передавать информацию со скоростью до 10-ков Гб/с - причём без каких-либо «уплотнений» (спектральных или пространственных) и «запараллеливаний».

- А это значило, что речь идёт о передаче импульсов длительностью менее 1 нс - и как следствие - с шириной спектра до 10-ков ГГц.

- А это значило, что **по таким ВОЛС уже можно было передавать аналоговые сигналы с частотами до 10-ков ГГц.**

Слайд №7 - АВАКС и BAE Systems.

- Эта идея была экспериментально исследована, в частности, сотрудниками BAE Systems. И результаты были получены положительные. Причём, одной из частных задач этой исследовательской работы была разработка таких конструктивных решений, которые позволяли бы использовать чисто «коммерческую» элементную базу цифровых ВОЛС для создания линий передачи аналоговых сигналов к центральному посту от антенных постов, которые были установлены по конуру "большого" самолёта ВВС типа АВАКС.

Акцентирую – работы проводились сотрудниками не какого-то там «центра инновационных технологий» при «Усть-соплянском филиале Урюпинского технологического», а очень серьёзной транснациональной корпорации, которая является одним из основных игроков на международном рынке вооружений.

- Поэтому, у нас как-то сразу возникло понимание того, что этой тематикой надо заниматься. И мы начали «рыть».

- И оказалось, что эта тема к концу первого 10-летия 21-го века была уже очень мощно раскручена, и более того, уже существовал рынок элементной базы **именно для аналоговых** широкополосных и сверхширокополосных линий связи.

Слайд №8 - линки 20 ГГц Photonic Systems

- В частности, одним из лидеров в этой области является фирма ***Photonic Systems***, которая была создана сотрудниками ***Массачусетского технологического института*** при поддержке ***DARPA***. Эта фирма специализируется на производстве т.н. ***ЛИНКОВ***. Под линками они понимают комплекты, состоящие из передающего и приёмного модулей. На сайте у них предлагаются линки с диапазоном рабочих частот до 20 ГГц.

Слайд №9 - линки 40 ГГц Photonic Systems

- А вообще – в Интернете – можно наткнуться на презентацию линков этой фирмы с диапазоном рабочих частот до 40 ГГц.

Слайд №10 - сообщение о линках до 100 ГГц Photonic Systems

- Так же в Интернете было сообщение, что сотрудники этой фирмы создали линки с диапазоном рабочих частот до 100 ГГц.

Слайд №11 - АЧХ коаксиального кабеля LL160 фирмы Harbour Industries и линк 40 ГГц Photonic Systems

- Эффект от замены вышеупомянутого отрезка коаксиального кабеля LL160 фирмы Harbour Industries длиной 30 м на линк PSI-2600-40 проиллюстрирован на этом слайде.

- Из этих графиков видно, что при переходе от коаксиального кабеля к радиопотонному линку мы увеличиваем минимальный Кп более чем на 40 дБ (!), но главным бонусом, в данном случае, является не увеличение Кп, а уменьшение неравномерности Кп в данном ДРЧ: ***с ~ 60 дБ до ~ 12 дБ.***

Слайд №12 - ссылка на статью о положительных коэффициентах передачи линков

- А кроме того, мы наткнулись на статью **всё тех же сотрудников всё той же Photonic Systems**, в которой сообщалось об экспериментальном получении положительных коэффициентов передачи тандема из двух линков.

- А это означало, что сигналы с выходов антенн антенных постов могут доставляться по аналоговой ВОЛС не то что **вообще без потерь**, а **даже с усилением**. И это подчёркиваю - **без каких-либо усилителей** – ни в СВЧ тракте, ни в оптическом тракте.

- И тут нам стало окончательно ясно, что этой темой надо заниматься всерьёз и надолго. **И прежде всего, необходимо было научиться рассчитывать параметры аналоговых ВОЛС по параметрам элементной базы, из которых данная ВОЛС собрана**.

- С этим у нас возникли проблемы. В том же Интернете можно найти море формул, которые кочуют из одной работы в другую – правда, как правило, при помощи принтскрина☺.

- Думаю, что процентов 90 авторов, которые эти формулы «тискали» в свои работы - как-то слабо представляли, как этими формулами пользоваться. А кроме того, эти формулы не были “инженерными” – и не позволяли провести расчёты - образно говоря - при помощи калькулятора - когда берешь параметры из Data Sheet и считаешь.

Поэтому мы решили разработать свою методику – и «пошли от физики». Скорее всего, мы занимались «изобретением велосипеда», но другого способа разобраться с проблемой - в рамках нашей сегодняшней научно-технической реальности - мы найти не смогли.

Слайд №13 - tribute

- И сразу хочу выразить благодарность сотрудникам тех организаций, которые нам помогли во всём этом разобраться и терпеливо и доброжелательно отвечали на наши дилетантские - а иногда, откровенно «наивные» - вопросы.

Слайд №14 - укрупнённая схема аналогового РФТ СВЧ

- И далее сразу о терминологии. Сама по себе аналоговая ВОЛС представляет собой довольно сложное устройство, составными частями которого являются входные и выходные СВЧ тракты, устройства управления и питания. Мы же далее будем рассматривать только самую «сердцевину» аналоговой ВОЛС, которая, собственно, и **«породила»** то явление в области науки и техники, которое сейчас называется **радиофотоникой**, **микроволновой фотоникой** и ещё кучей разных терминов (см. ниже).

Мы эту «сердцевину» назвали **радио-фотонным трактом - РФТ**, в состав которого входит **модуль электро-оптического преобразования - МЭП**, **оптоволоконный тракт - ОВТ** и **модуль оптоэлектронного преобразования - МОП**.

Слайд №15 - Модули электро-оптического преобразования с прямой и внешней модуляцией

- В МЭП может осуществляться либо **прямая** модуляция оптического сигнала, либо **внешняя**. При реализации прямой модуляции – **рис. а)** - используются **только** источники оптического сигнала (ИОС) в виде т.н. **лазерных диодов с прямой модуляцией (ЛДПМ)**, при реализации внешней модуляцией – **рис. б)** - используются **отдельные источники оптического сигнала** (ИОС) и **отдельные** электро-оптические модуляторы (ЭОМ). Для экономии времени не буду вдаваться в подробности - и сразу скажу, что для сверхширокополосных аналоговых РФТ СВЧ больше подходит **внешняя** модуляция, так как именно **внешняя** модуляция позволяет получить положительные коэффициенты передачи РФТ (см. ниже).

Слайд №16 - Типы электро-оптических модуляторов

Электро-оптические модуляторы (ЭОМ) могут быть реализованы

- либо в виде т.н. **электро-поглощающих модуляторов**, в которых используется эффект **Келдыша-Франца**,

- либо в виде **модуляторов интерференционного типа** – как правило, в виде **интерферометров Маха-Цандера**, в которых используется **эффект Поккельса**.

- Опять же для экономии времени не буду вдаваться в подробности - и сразу скажу, что для сверхширокополосных аналоговых РФТ СВЧ больше подходят последние - модуляторы в виде интерферометров Маха-Цандера, которые принято называть **модуляторами Маха-Цандера** (ММЦ).

Слайд №17 - пластина ММЦ

- Эти модуляторы в настоящий момент могут быть реализованы в виде планарных интегральных схем на пластинах из **сегнетоэлектриков**, **полупроводников** и даже **электро-оптических полимеров**. На данном слайде схемотехнически изображена планарная интегральная схема модулятора Маха-Цандера (ММЦ) на пластине из сегнето-электрика - ниобата лития.

Слайд №18 - ГИС ММЦ

- Такие пластины могут быть упакованы в герметичные корпуса с оптическими и коаксиальными входами-выходами - по технологии **system-on-package** (система-в-корпусе) - или «по-нашему» - в виде гибридной интегральной схемы.

Слайд №19 - ГИС полупроводникового лазера

- По такой же технологии могут быть реализованы источники оптического сигнала (ИОС) в виде полупроводниковых или волоконных лазеров.

Слайд №20 - фотодиод

- Что касается модулей опто-электронного преобразования (МОП), то они, фактически, представляют из себя **фотодетекторы**, ключевым элементом которых является полупроводниковый фотодиод. Однако, высокочастотные фотодиоды, как правило, в «чистом» виде - например, в таком - на рынок не поставляются.

Слайд №21 - ГИС ФД с полосковыми выходами

- На рынок поставляются гибридные интегральные схемы (ГИС) фотодетекторов с такими фотодиодами - либо с полосковыми выводами....

Слайд №22 - герметизированная ГИС ФД

- либо в виде герметизированных ГИС с волоконным входом по оптическому сигналу и коаксиальным выходом по электрическому (СВЧ) сигналу.

Слайд №23 - опто-волоконный кабель

- А в качестве опто-волоконных трактов (ОВТ) - используются всем вам хорошо известные опто-волоконные кабели с одномодовыми волокнами и волоконными коннекторами.

- Потери, собственно, в волокне составляют что-то около 0.2 дБ/Км, но на каждом «коннекторном» стыке теряется около 1.5 дБ.

Слайд №24 - схема РФТ

- Таким образом - радио-фотонный тракт в «минимальной комплектации» выглядит так, как это показано на данном слайде. При разработке методики расчёта параметров такого РФТ мы пошли от физических основ работы модулятора Маха-Цандера (ММЦ) и фотодетектора (ФД).

Слайд №25 - планарный оптический канал

- Реализация модуляторов Маха-Цандера (ММЦ) в виде интегральных планарных схем стала возможной только после того, как где-то во второй половине 70-х годов прошлого века научились делать планарные световодные (оптические) каналы в сегнетоэлектриках. Сейчас такие каналы умеют делать и **в полупроводниках**, и **в электро-оптических полимерах**. На данном слайде показано, как можно реализовать планарный оптический канал в ниобате лития - методом вжигания (диффузии) титана.

Слайд №26 - топология оптических каналов модулятора Маха-Цандера.

- Используя эту же технологию - можно реализовать и более сложные оптические топологии - например, структуру световодных каналов модулятора Маха-Цандера.

Слайд №27 - эффект Погкельса.

- Как было сказано выше, в этих модуляторах используется **эффект Погкельса**. Суть этого эффекта иллюстрируется на данном слайде. Если создать электрическое поле, линии напряжённости которого (\vec{E}) будут ортогональны продольной оси световодного канала,

- то при одной полярности управляющего (модулирующего) электрического поля коэффициент преломления (n) канала будет уменьшаться, а скорость оптической волны ($V_{ов}$) в этом канале – увеличиваться

- а при другой полярности - наоборот, коэффициент преломления канала (n) будет увеличиваться, а скорость оптической волны ($V_{ов}$) - уменьшаться.

Слайд №28 - схематическая топология ММЦ

- Технически - в самом упрощённом виде - это может быть реализовано следующим образом - вдоль одного из параллельных световодных каналов - на поверхности пластины из ниобата лития - формируются полосковые металлические электроды управляющей линии (ЭУЛ).

Почему тут речь идёт не о «**просто**» контактных площадках, а **именно** об **электродах управляющей линии** - будет рассказано ниже (см. Слайд №59).

На эти электроды и подаётся управляющее напряжение **U_{эл}**, которое, в свою очередь, формирует управляющее электрическое поле (\vec{E}).

И если оба параллельных световодных канала модулятора идентичны, а $U_{эл} = 0$, то сигналы в выходном Y-светителе суммируются «в фазе» ($\Delta\phi = 0$) и мы имеем на выходе модулятора максимальную амплитуду оптического сигнала. А если $U_{эл} \neq 0$, то скорость оптической волны в «нижнем» световодном канале (поз.*5) становится больше или меньше скорости оптической волны в «верхнем» световодном канале (поз.*4), что приводит к увеличению абсолютного значения $\Delta\phi$, и как следствие...

Слайд №29 - векторные диаграммы

- сложению сигналов в выходном Y-светителе «не в фазе» - и как следствие - к уменьшению амплитуды оптического сигнала на выходе модулятора Маха-Цандера.

Таким образом, изменяя величину $U_{эл}$ - мы можем изменять амплитуду оптического сигнала на выходе модулятора Маха-Цандера - или другими словами, осуществлять **амплитудную модуляцию** оптического сигнала.

Правда, как видно из этого слайда - в качестве бесплатного «приложения» - мы здесь получаем ещё и **фазовую модуляцию**, которая в данном случае является паразитной.

Слайд №30 - зависимость $\Delta\varphi$ от $U_{\text{Эул}}$

- Так как эффект Поккельса явление **линейное**, то зависимость фазового сдвига $\Delta\varphi$ от управляющего напряжения выглядит так, как показано на данном графике.

Здесь надо обратить внимание на те значения управляющего напряжения, при которых $\Delta\varphi = (+180^\circ)$ или (-180°) . Такие значения $U_{\text{Эул}}$ называются **полуволновыми напряжениями** (U_{π}). Это **один из ключевых параметров модулятора Маха-Цандера**. На рынке, как правило, предлагаются сегнетоэлектрические модуляторы Маха-Цандера с полуволновыми напряжениями в диапазоне от **3.5 Вольт** до **6-ти Вольт**. Однако, есть сообщения, об экспериментальных образцах модуляторов Маха-Цандера **на электро-оптических полимерах**, в которых эту величину удалось **понизить до 0.5 В** при полосе рабочих частот по СВЧ входу до **300 ГГц!!!!!!!!!!!!!!**.

Слайд №31 - теорема Пифагора

- Пользуясь приёмами элементарной геометрии можно показать, что зависимость амплитуды оптического сигнала на выходе «идеального» - без потерь в оптическом тракте ($K_{\text{з.ммц}} = 0$) - модулятора Маха - Цандера ($U_{\text{оп.2}'}$) выглядит так ...,

Слайд №32 - $K_{\text{и.ммц}'}$ и $K_{\text{р.ммц}'}$

- а коэффициенты передачи - **в раз** - по напряжению и по мощности ($K_{\text{и.ммц}'}$ и $K_{\text{р.ммц}'}$) так.

Слайд №33 - кривулина Кр.ммц

- А в реальности - для случая **$Kз.ммц > 0$** - зависимость коэффициента передачи по мощности модулятора Маха - Цандера (Кр.ммц) - **в разгах** - алгебраически и графически будет выглядеть так, как показано на этом слайде.

Фактически - эта кривулина **является модуляционной характеристикой модулятора Маха-Цандера.**

Слайд №34 - снова схема структурная ММЦ.

- Посмотрим - какая временная развёртка мощности оптического сигнала получится на выходе модулятора Маха-Цандера, если мы подадим на электроды управляющей линии гармонический сигнал с периодом **$Tэл = 1 / fэл$** и амплитудой **$Aэл.вх = Uп$** .

Слайд №35 - временная развёртка $Pоп.2$ без полдачи напряжения смещения на ЭУЛ.

А она получится вот такой.

- Из этого слайда видно, что период временной развёртки мощности промодулированного оптического сигнала **$Tоп$** на выходе ММЦ в два раза меньше чем период модулирующего электрического сигнала **$Tэл$** .

- Таким образом, в данном случае, мы имеем дело с **умножением частоты «на 2»** - причём весьма эффективным. Вот вам ещё одна ипостась радиофотонного тракта СВЧ – **сверхширокополосный умножитель частоты**. **Но если мы хотим передать аналоговый сигнал без искажений** - то с этим умножением надо как-то бороться.

Слайд №36 - внешняя цепь подачи напряжения смещения.

- И самый очевидный способ борьбы - сдвиг «рабочей точки» в другое место. Этот сдвиг можно осуществить, например, при помощи подачи напряжения смещения (Усм) на электроды управляющей линии через внешний - по отношению к модулятору Маха-цандера (ММЦ) – узел подачи напряжения смещения (УПНС) так, как это показано на этом слайде.

Слайд №37 - модуляционная характеристика ММЦ

- Очевидно, что «рабочую точку» надо выводить в **«точку перегиба»** модуляционной характеристики ММЦ, где

- и крутизна самая высокая (угол α имеет максимальное значение),

- и линейность модуляционной характеристики самая приличная.

Или - другими словами - значение $U_{см}$ должно быть равно либо $+U_{\pi}/2$, либо $-U_{\pi}/2$. Или - **ещё другими словами** - при подаче $U_{см}$ должно быть установлено «начальное» значение **$\Delta\varphi_{.см} = 180^\circ \times \frac{U_{\pi}/2}{U_{\pi}} = 90 \text{ град. эл.}$**

Слайд №38 - снова схема структурная ММЦ.

- Посмотрим - какая временная развёртка мощности промодулированного оптического сигнала получится на выходе модулятора Маха-Цандера, если мы подадим на электроды управляющей линии гармонический сигнал с периодом **$T_{эл} = 1 / f_{эл}$** и амплитудой **$A_{эл.вх} = U_{\pi}/6$** при **$U_{см} = +U_{\pi}/2$** .

Слайд №39 - временная развёртка $P_{оп.2}$ при подаче $U_{см} = +U_{\pi}/2$ на ЭУЛ.

Из этого слайда видно, что в данном случае период развёртки мощности промодулированного оптического сигнала **$T_{оп}$** равен периоду электрического модулирующего сигнала **$T_{эл}$** .

Ну а дальше пойдут одни формулы.

Слайд №40 - трансформация формулы для вычисления $P_{оп.2}$

Для начала - проведём несколько преобразований формулы для вычисления $P_{оп.2}$ так, как показано на этом слайде.

- сначала, выражение

$$P_{оп.1} \times \frac{1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{эул}}{U_{\pi}} \right)}{2 \times K_{з.ммц}}$$

заменим на выражение

$$\frac{P_{оп.1}}{2 \times K_{з.ммц}} \times \left(1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{эул}}{U_{\pi}} \right) \right);$$

- потом в последнем выражении $U_{эул}$ заменим суммой $U_{см} + U_{эл.вх}$

$$\frac{P_{оп.1}}{2 \times K_{з.ммц}} \times \left(1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{см} + U_{эл.вх}}{U_{\pi}} \right) \right);$$

- потом в последнем выражении $U_{см}$ заменим на $U_{\pi}/2$, а $U_{эл.вх}$ заменим выражением $(U_{\pi}/6) \times \sin(2\pi \times (1/T_{эл}) \times t)$

$$\frac{P_{оп.1}}{2 \times K_{з.ммц}} \times \left(1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{\pi}/2 + U_{\pi}/6 \times \sin(2\pi \times (1/T_{эл}) \times t)}{U_{\pi}} \right) \right);$$

- потом в последнем выражении приведём в максимально «одноэтажную» форму выражение под косинусом

$$\frac{P_{оп.1}}{2 \times K_{з.ммц}} \times \left(1 + \cos \left(180^\circ \times \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{6} \times \sin \left(2\pi \times \left(\frac{1}{T_{эл}} \right) \times t \right) \right) \right);$$

- потом раскроем некоторые скобки под косинусом и получим вот такое выражение для $P_{оп.2}$

$$P_{оп.2} = \frac{P_{оп.1}}{2 \times K_{з.ммц}} \times \left(1 + \cos \left(90^\circ + 30^\circ \times \sin \left(2\pi \times \left(\frac{1}{T_{эл}} \right) \times t \right) \right) \right).$$

- И вот в этом последнем выражении есть фрагмент:

$$\sin \left(2\pi \times \left(\frac{1}{T_{эл}} \right) \times t \right)$$

- Всем известно, что функция синус - функция периодическая, и в процессе своего периодического изменения может достигать своего максимального значения и становиться равной **(+1)**, а так же - своего минимального значения и становиться равной **(-1)**.

Слайд №41 - продолжение трансформации формулы для вычисления Роп.2 (продолжение слайда №40)

- А это значит, что последнее (на предыдущем слайде) выражение для Роп.2 - в «экстремальных» точках будет выглядеть так, как показано на этом слайде.

- Рассуждаем далее.

- Значение $\cos(60^\circ)$ имеет положительное значение (+0,5), а $\cos(120^\circ)$ - отрицательное (-0,5).

- Поэтому можно утверждать, что значение выражения $(1 + \cos(60^\circ))$ будет **больше единицы**, а значение выражения $(1 + \cos(120^\circ))$ будет **меньше единицы**.

- Следовательно, значение выражения

$$\frac{\text{Роп. 1}}{2 \times \text{Кз. ммц}} \times (1 + \cos(60^\circ))$$

будет больше значения выражения

$$\frac{\text{Роп. 1}}{2 \times \text{Кз. ммц}} \times (1 + \cos(120^\circ))$$

Слайд №42 - формулы для вычислений максимального и минимального выражений для вычисления $R_{оп.2}$

- Таким образом, максимальное значение $R_{оп.2}$ ($R_{оп.2.макс}$) – в данном случае – можно вычислить так

$$R_{оп.2.макс} = \frac{R_{оп.1}}{2 \times K_{з.ммц}} \times (1 + \cos(60^\circ)),$$

- а минимальное значение $R_{оп.2}$ ($R_{оп.2.мин}$) – в данном случае – можно вычислить так

$$R_{оп.2.мин} = \frac{R_{оп.1}}{2 \times K_{з.ммц}} \times (1 + \cos(120^\circ))$$

Слайд №43 - формулы для определения $R_{оп.3.макс}$ и $R_{оп.3.мин}$.

- Далее определяем максимальные и минимальные значения временной развёртки модулированного оптического сигнала на входе фотодетектора (**$R_{оп.3.макс}$** и **$R_{оп.3.мин}$**) с учётом реальных потерь в опто-волоконном тракте - **$K_{з.овт}$** . Как все тут знают – в оптическом волокне потерь практически нет. Поэтому, потери в ОВТ «вылазят» практически только на стыках коннекторов ОВТ и коннекторов ММЦ и ФД. Как показывает практика - на двух таких стыках можно потерять до **3 дБ**. Поэтому, будем считать, что значения **$R_{оп.3.макс}$** и **$R_{оп.3.мин}$** можно вычислить, поделив на 2 значения **$R_{оп.2.макс}$** и **$R_{оп.2.мин}$** .

Слайд №44 - формулы для определения $I_{ф.макс}$ и $I_{ф.мин}$

- Далее по приведённым на этом слайде формулам определяем максимальное и минимальное значение временной развёртки наведённого в фотодетекторе фототока: **$I_{ф.макс}$** и **$I_{ф.мин}$** .

В данных формулах используется один из ключевых параметров фотодетектора – **фоточувствительность $P_{ф}$** . Типичное значение $P_{ф}$ для сверхширокополосных СВЧ фотодетекторов составляет около **0.6 А / Вт** .

Слайд №45 - формулы для определения $U_{фд.макс}$ и $U_{фд.мин}$

- Далее определяем максимальные и минимальные значения временной развёртки напряжения, наведённого в нагрузке фотодетектора R_2 : **$U_{фд.макс}$** и **$U_{фд.мин}$** . И тут надо пояснить - почему мы умножаем не на номинал R_2 (50 Ом), а на 25 Ом.

- Сначала мы – особо не задумываясь – начали умножать на 50 Ом, так как в СВЧ нагрузке фотодетектора стоит именно резистор **R_2** с сопротивлением 50 Ом. Но результаты расчётов, при этом, очень сильно «отваливались» от результатов измерений.

А потом нам стало реально стыдно.... Ну ладно - в фотонике мы тогда соображали мало, но в технике-то СВЧ соображать были должны. Почему-то мы сразу не допёрли, что параллельно к этой нагрузке (конденсатор **Ср** - не в счёт - так как на СВЧ он практически не имеет сопротивления) подключается коаксиальный тракт с волновым сопротивлением **Zв** = 50 Ом. И потому реальное сопротивление нагрузки, через которую протекает наведённый ток фотодетектора составляет не 50 Ом, а 25 Ом $((50 \times 50) / (50 + 50) = 25)$.

Слайд №46 – формула для определения Эл.вых

- Ну а далее мы уже можем определить амплитуду выходного сигнала СВЧ – **Эл.вых** – так, как это показано на этом слайде.

Слайд №47 - формула для определения Кп.рфт

- Ну а потом – можем определить и искомый **Кп.пфт**.

Слайд №48 - реальная форма сигнала на выходе ФД

Правда - справедливости ради - следует отметить следующее: форма реального выходного сигнала Эл.вых на выходе ФД **выглядит не так**, как это показано на слайде №46, так как после прохождения разделительного конденсатора **Ср** из спектра сигнала «выдёргивается»

постоянная составляющая $U_{фд.const} = \frac{25 \text{ Ом} \times Пф \times P_{оп.1}}{2 \times K_{з.мц} \times K_{з.овт}}$.

- Однако, это изменение **никак не влияет на величину** Аэл.вых, и как следствие, **никак не влияет на величину** Кп.рфт.

Слайд №49 - фотодетектор XPDV2120R производства фирмы u²t Photonics (www.u2t.com)

- И в завершении этой части лекции вам будет полезно ознакомиться с возможными «физическими реализациями» тех позиций радиопотонной и электронной компонентной баз, которые использовались при демонстрации методики определения значения **Кп.рфт** радио-фотонного тракта на слайде №38.

Выше - на слайдах №44, №45, №46 и №48 - уже приводилась схема электрическая принципиальная фотодетектора **XPDV2120R** производства фирмы **u²t Photonics (www.u2t.com)**, который, к слову говоря, в настоящий момент производится под тем же названием, но уже другой фирмой. Ничего не поделаешь - таковы реалии экономики 6-го технологического уклада.

Слайд №50 – модулятор Маха-Цандера LN58S-FC производства Thorlabs, Inc. (www.thorlabs.com)

В качестве ММЦ мог бы использоваться модулятор Маха-Цандера LN58S-FC производства Thorlabs, Inc. (www.thorlabs.com).

Слайд №51 - РФТ с УПНС

- Проведём расчёты зависимостей $K_{п.рфт}$ от $U_{п}$ по приведённой выше методике при $U_{см} = \pm U_{п}/2$ и $A_{эл.вх} = 7$ мВ ...

Слайд №52 - зависимость $K_{п.рфт}$ от $U_{п}$ при различных значениях уровня затухания в оптическом тракте ММЦ - $K_{з.ммц}$

- при фиксированных значениях $P_{оп.1} = 20$ мВт и $P_{ф} = 0,6$ А/Вт и при различных значениях $K_{з.ммц}$ (4 ... 10 дБ),

Слайд №53 - зависимость $K_{п.рфт}$ от $U_{п}$ при различных значениях фоточувствительности фотодетектора - $P_{ф}$

- при фиксированных значениях $P_{оп.1} = 20$ мВт и $K_{з.ммц} = 6$ дБ и при различных значениях $P_{ф}$ (0,4 ... 1,2 А/Вт),

Слайд №54 - зависимость $K_{п.рфт}$ от $U_{п}$ при различных значениях мощности ИОС - $P_{оп.1}$

- при фиксированных значениях $K_{з.ммц} = 6$ дБ и $P_{ф} = 0,6$ А/Вт при различных значениях $P_{оп.1}$ (25 ... 200 мВт).

Из этих 3-х слайдов видно, что значение $K_{п.рфт}$

- прямо пропорционально значениям $P_{ф}$ и $P_{оп.1}$

- и обратно пропорционально значениям $K_{з.ммц}$ и $U_{п}$.

При этом, из этого слайда видно, что **Кп.рфт** может превысить 0 дБ при **Роп.1** = 200 мВт, **Кз.ммц = 6 дБ**, **Пф = 0,6 А/Вт** и **Уп** ≤ 1,0 В, что подтверждает сообщение, сделанное в приведённой на слайде №12 статье.

Слайд №55 - Как рассчитать АЧХ РФТ

- Теоретически, по предложенной выше методике мы можем рассчитать Кп.рфт на любой частоте - или другими словами - рассчитать амплитудно частотную характеристику (АЧХ) РФТ в диапазоне рабочих частот (ДРЧ).

- Однако, для этого, мы должны знать значения **Уп** и **Пф** на каждой из частот ДРЧ. К сожалению, производители, не приводят такой информации. Поэтому, как правило, приходится пользоваться **эмпирическими** методами.

Слайд №56 - примеры Уп и Пф на DC и низких частотах

- Суть этих методов заключается в следующем. Сначала - по приведённой выше методике - рассчитывается Кп.рфт либо для случая постоянного входного напряжения (DC), либо для случая очень близких к DC частот входного сигнала. Для этого случая в справочных материалах всегда можно найти значения и **Уп**, и **Пф** - вот примеры.

- Ничего не поделаешь - в первой лекции я вас предупредил - это 6-ой технологический уклад, в эпоху которого нормативные документы безнадежно отстают от научно-технического прогресса. При этом, отсутствуют не только нормативно-утвержденные обозначения параметров инновационных устройств, но даже такие обозначения, которые бы были приняты абсолютным большинством профессионального сообщества. Поэтому, каждая фирма-производитель «самовыражается» по полной программе.

- Но продолжаю рассказывать об эмпирической методике расчёта АЧХ РФТ.

- После расчёта значения $K_{п.рфт}$ либо для случая DC, либо для случая очень близких к DC частот входного сигнала, от этого значения «откладывается» сумма т.н. частотных зависимостей снижения эффективности модуляции в ММЦ и эффективности детектирования в ФД.

Слайд №57 - пример графического изображения частотной зависимости снижения эффективности детектирования в ФД

- Частотные зависимости снижения эффективности детектирования в ФД приводятся, как правило, в графической форме. На данном слайде приведена частотная зависимость снижения эффективности детектирования в фотодетекторе ***XPDV3120R*** производства фирмы ***u²t Photonics*** (www.u2t.com).

Приведённую на этом слайде информацию следует принимать следующим образом - если собрать РФТ, состоящий из данного ФД и некоего гипотетического - «идеального» - частотнонезависимого ММЦ, то

- при изменении частоты входного электрического сигнала от DC до 10 ГГц Кп.рфт снизится на $\sim 0,46$ дБ

- а при изменении частоты входного электрического сигнала от DC до 60 ... 75 ГГц Кп.рфт снизится на $\sim 2,5$ дБ.

Слайд №58 - примеры табличного изображения частотной зависимости снижения эффективности модуляции в ММЦ

- А частотные зависимости снижения эффективности модуляции в ММЦ - как правило, приводятся в табличной форме. Например (**Вариант №1**), могут быть указаны значения **Уп** на DC и верхней границе ДРЧ - как это сделано в справочных материалах на уже упоминавшийся выше (на слайде №50) ММЦ **LN58S-FC** производства **Thorlabs, Inc.** (www.thorlabs.com). Но нас - в данном случае - значения **Уп** будут мало интересовать - нас интересует значение верхней границы ДРЧ ММЦ. В данном случае - это 20 ГГц. А верхняя граница ММЦ - по умолчанию - принимается равной такой частоте входного электрического сигнала, при которой фиксируется снижение эффективности модуляции в ММЦ на 3 дБ по сравнению с эффективностью модуляции на DC.

Таким образом, приведённую на данном слайде в варианте №1 информацию мы должны понимать следующим образом - если собрать РФТ, состоящий из данного ММЦ и некоего гипотетического - «идеального» - частотнонезависимого ФД, то при изменении значения частоты входного электрического сигнала от DC до 20 ГГц, Кп.рфт снизится на 3 дБ.

Могут быть и другие варианты представления информации о частотных зависимостях снижения эффективности модуляции в ММЦ.

Например, приведённую на данном слайде в варианте №2 информацию о параметре **«Electro-optic bandwidth»** мы должны понимать следующим образом - если собрать РФТ, состоящий из данного ММЦ и некоего гипотетического - «идеального» - частотнонезависимого ФД, то Кп.рфт снизится на 3 дБ при изменении значения частоты входного электрического сигнала от DC до 18 ... 20 ГГц.

А некоторые фирмы-производители могут соизволить представить данную информацию и в графическом виде (Вариант №3).

Есть ещё масса других вариантов представления информации о частотных зависимостях снижения эффективности модуляции в ММЦ и снижения эффективности детектирования в ФД, но этим вы будете более плотно заниматься при выполнении курсовой работы. Так же при выполнении этой курсовой работы вы попрактикуетесь и в эмпирических методах расчёта АЧХ РФФ.

- Необходимо отметить, что АЧХ РФТ, очевидно, зависит так же от АЧХ тех устройств, которые установлены во входных и выходных электрических трактах РФТ - например, УПНС (Слайд №51). Однако, вклад этих устройства в неравномерность АЧХ РФТ, как правило, существенно ниже вклада ММЦ и ФД.

- Хотя, если при выполнении курсовой работы найдутся желающие определять АЧХ РФТ с учётом АЧХ этих «дополнительных» устройств во входных и выходных электрических трактах РФТ - это будет приветствоваться и соответствующим образом положительно оцениваться.

Слайд №59 – рассчитанная эмпирически и измеренная экспериментально АЧХ РФТ

- Так же необходимо отметить что эмпирическая методика имеет как свои плюсы (простота, доступность), так и свои минусы (отсутствие информации о точном поведении АЧХ РФТ между верхней и нижней границами ДРЧ). Однако, как показала практика, рассчитанные таким образом АЧХ оказываются очень близкими к АЧХ, полученным экспериментальным путём.

- На этом слайде приведены такие АЧХ реально существующего - разработанного и изготовленного в АО «ЦКБА» - РФТ. При этом - полученный разброс результатов в **~ 3 дБ** никого не должен смущать, так как расчёты $K_{п.рфт}$ - как это и принято в инженерных расчётах - велось исходя из худших значений параметров элементов тракта:

- при самом низком из всех возможных значений мощности выходного сигнала ИОС (**Роп.1**),

- при самых высоких из всех ожидаемых значениях полуволнового напряжения и потерь в оптическом тракте ММЦ (**Up** и **Кз.ммц**)

- и при самом низком из всех возможных значений фоточувствительности ФД (**Пф**).

- Так же свои «5 копеек» могли внести АЧХ тех «дополнительные устройства» во входных и выходных электрических трактах РФТ, которые нам было лень учитывать.

Слайд №60 - Модуляционная характеристика ММЦ

- Ну а далее поговорим о тех искажениях сигнала, которые могут иметь место при прохождении сигналов через РФТ при подаче $U_{см} = U_p/2$ (схема на слайде №51).

- Очевидно, что без них никуда, так как ММЦ имеет нелинейную модуляционную характеристику.

Слайд №61 – Возможные варианты искажений сигнала при различных уровнях амплитуды входного электрического модулирующего сигнала

- Так же очевидно то, что уровень этих искажений - как и во всех других нелинейных устройствах - будет прямо пропорционален амплитуде входного электрического модулирующего сигнала.

- Далее мы будем рассматривать возможные искажения только для случая $A_{эл.вх} \leq U_{п/2}$, так как рассматривать искажения при $A_{эл.вх} > U_{п/2}$ вообще не интересно - и так очевидно, что мы опять будем иметь более или менее эффективное умножение частоты входного электрического сигнала (как на слайде №35).

Слайд №62 – Зависимости относительных уровней гармоник от соотношения $A_{эл.вх}/U_{п}$

- Любой, кто хоть что-то ещё помнит из курса радиотехнических цепей и сигналов знает, что при симметричном ограничении (случай $A_{эл.вх} \leq U_{п/2}$ на слайде №61) - в спектре выходного сигнала будут преобладать только нечётные гармоники.

Слайд №63 – Зависимости КНИ от соотношения $A_{эл.вх}/U_{п}$

- А так - по расчётам - выглядит зависимость КНИ от соотношения ***$A_{эл.вх}/U_{п}$*** .

- Из этого графика следует, что

- при ***$A_{эл.вх}/U_{п} \leq 0,1$*** , уровень КНИ остаётся практически неизменным,

- а при превышении этого значения, уровень КНИ начинает стремительно возрастать.

Слайд №64 – Схематическое изображение электрических и оптических трактов ММЦ.

- А далее поговорим о причинах, по которым ту металлургическую топологическую структуру, на которую подаётся и **Усм**, и **Уэл.вх** - начиная со слайда №28 - я называю не просто контактными площадками, а **именно** электродами управляющей линии (**ЭУЛ**).

- Дело в том, что от длины - **Лэул** - этих «контактных площадок» зависит величина **Up**: чем больше **Лэул** - тем меньше **Upс**

- Так например, для того, чтобы получить ММЦ с **Up ≤ 5 В**, значение **Лэул** - для случая ниобата лития - не может быть короче **30 ... 40 мм**.

- А это значит, что **Лэул** становится соизмеримой с длиной волн модулирующих электрических сигналов **не только** в сантиметрового диапазона длин волн (3 ... 30 ГГц, *что - в нормативных документах - принято называть диапазоном СВЧ*), но и дециметрового диапазона длин волн (до 3 ГГц).

- А это значит, что в данном случае, речь уже не может идти о **просто** отдельных «контактных площадках», которые могут иметь произвольную форму и произвольно позиционироваться - здесь можно говорить **только о линии**, состоящей из этих «контактных площадок», вдоль которых распространяется электромагнитная волна (*кто «гонял червей» на моих практических занятиях и консультациях понимает о чём идёт речь*).

- И потому эти «контактные площадки», **во-первых**, должны иметь определённую форму, **и во-вторых** - быть определённым образом позиционированы друг относительно друга.

- Или - другими словами - «контактные площадки» должны сформировать волноводную структуру (линию) с определённым - как правило, близким к 50-ти Омам - **волновым сопротивлением**.

- Это требуется для того, чтобы обеспечить условия для благоприятного «перетекания» электромагнитных волн из входных - по отношению к электрическому входу ММЦ - трактов в управляющую линию ММЦ. Или - другими словами - **обеспечить согласование** образованной «контактными площадками» управляющей линии ММЦ и «подводящей» входной электрический сигнал к ММЦ линии - как правило, коаксиальной с волновым сопротивлением 50 Ом.

Так же - для обеспечения нормального функционирования ММЦ - должно выполняться ещё одно условие: модулирующая электромагнитная волна должна распространяться вдоль «контактных площадок» - а точнее , вдоль **ЭУЛ** - только в одном направлении, которое - при этом - должно **обязательно** совпадать с направлением распространения модулируемой волны в световодных каналах.

- Это условие может быть выполнено только в том случае, если состоящая из «контактных площадок» управляющая линия будет нагружена на согласованную нагрузку ($R_{н.эул}$ на данном слайде).

Необходимо отметить, что приведённая на этом слайде конструкция ММЦ имеет один существенный недостаток - для модуляции оптического сигнала в таком ММЦ на ЭУЛ требуется подавать $U_{см}$ - через внешние по отношению к ММЦ - устройства подачи напряжения смещения (УПНС, см. Слайды №№ 36,51). Это не только увеличивает габариты РФТ, но и неизбежно увеличивает неравномерность АЧХ РФТ из-за того «вклада», который вносит неравномерность АЧХ УПНС. Так же через УПНС - а значит и через весь РФФ с УПНС - невозможно передавать сигналы с постоянной составляющей, так как УПНС - по входу $U_{эл.вх}$ (см. Слайд №36) - имеет последовательно включённые конденсаторы (или один конденсатор), которые эту самую постоянную составляющую «отсекают» даже в случае использования фотодетектора без выходного разделительного конденсатора ...

Слайд №65 ФД без разделительного конденсатора.

- например, такого.

- Поэтому, у специалистов в области радиофотоники (ну - или микроволновой фотоники) рано или поздно должен был возникнуть вопрос - а нельзя ли как-то обойтись без этих УПНС (см. Слайды №№ 36,51)?

- Оказалось можно.

Слайд №66 - модуляция при $U_{см} = U_{п}/2$ (повтор слайда №39)

- Для того, чтобы понять суть предложенного технического решения надо снова ответить на вопрос - а зачем вообще подаётся напряжение смещения на ЭУЛ?

- Ответ - для того, чтобы вывести рабочую точку ММЦ в «точку перегиба» модуляционной характеристики ММЦ.

- Снова вопрос - а что это даёт?

Слайд №67 - зависимость $\Delta\varphi$ от $U_{см}$ (повтор слайда №30)

- Ответ - при подаче на ЭУЛ $U_{см} = U_{п}/2$ - и при отсутствии входного электрического сигнала - оптические сигналы суммируются в выходном Y-светителе с разностью фаз $\Delta\varphi = 90^\circ$.

- Таким образом, для того, чтобы избавиться от внешних - по отношению к ММЦ - УПНС (см. Слайды №№ 36,51), надо в конструкцию ММЦ ввести дополнительную топологическую структуру, которая позволила бы формировать вышеупомянутую разность фаз $\Delta\varphi = 90^\circ$ без подачи $U_{см}$ на ЭУЛ.

Слайд №68 - ММЦ с КПНС

- Такая топологическая структура может выглядеть, например, так, как показано на этом слайде.

- В данном случае речь идёт действительно о **просто** контактных площадках, так как на них будет подаваться только постоянное напряжение смещения. Поэтому, далее эти контактные площадки будем называть контактными площадками для подачи напряжения смещения (далее КПНС)

Слайд №69 - модуляционная характеристика - зависимость Кп.рфт от Укпнс при Уэул = 0

- Изменяя напряжение на этих КПНС (далее **Укпнс**) – при **Уэул** = 0 - мы получим такую же - качественно модуляционную характеристику ММЦ, как и при изменении напряжения на **Уэул**.

Слайд №70 - ММЦ с КПНС

- При этом - при DC - полуволновое напряжение по этим КПНС (далее Уп.кпнс)

- будет равно полуволновому напряжению по ЭУЛ (далее Уп.эул), если длина КПНС (далее Lкпнс) будет равна Lэул;

- будет больше Уп.эул, если Lкпнс будет равна Lэул;

- Ну и поскольку на КПНС подаётся только постоянное напряжение, то вдоль них **не будут** распространяться электро-магнитные волны - и потому по отношению к топологии КПНС не надо заморачиваться как по части волновых сопротивлений, так и сопротивлению нагрузки.

Слайд №71 - 20 GHz Analog Intensity Modulator MXAN-LN-20 производства Photline Technologies

- В качестве примера ММЦ с такими КППН можно привести **20 GHz Analog Intensity Modulator MXAN-LN-20 производства Photline Technologies** (www.photline.com).

- Из этого слайда видно, что в справочных материалах на данный ММЦ приведены данные и по **Уп.эул** на 50 КГц и 20,0 ГГц:

- $V_p \text{ RF @50 kHz} = 5,5 \dots 6,0 \text{ В,}$

- $V_p \text{ RF @20 GHz} = 8,0 \dots 8,5 \text{ В,}$

и по **Уп.кпнс** на DC:

- $V_p \text{ DC electrodes} = 6,5 \dots 7,0 \text{ В.}$

- Так же в данных справочных материалах указано, что

- входной импеданс по коаксиальному входу - на который и подаётся Уэл.вх - и который поступает на ЭУЛ (RF input impedance) - составляет 40 Ом,

- а входной импеданс по клеммам КПНС - на которые подаётся Укпнс (DC input impedance) - составляет 1 МОм, что говорит о том, что к КПНС никакая нагрузка не подключена.

Слайд №72 - ММЦ с КПНС

- Итак, на СВЧ вход ММЦ, который имеет КПНС, можно не устанавливать УПНС.

При этом, напряжения смещения подаётся на специальные низкочастотные клеммы.

- Таким образом, разность фаз оптических сигналов в выходном Y-светителе ($\Delta\phi$) - в данном случае - формируется за счёт изменения коэффициента преломления n за счёт двух напряжений:

- $U_{\text{эул}}$, которое в данном случае равно $U_{\text{эл.вх}}$,
- и $U_{\text{кпнс}}$.
- Поэтому, в данном случае ...

Слайд №73 - зависимость $\Delta\phi$ от $U_{\text{эул}}$ и $U_{\text{кпнс}}$

- Поэтому - в отличии от формулы для определения $\Delta\phi$ на Слайде №31

$$\Delta\phi = 180^\circ \times (U_{\text{эул}} / U_{\text{п}})$$

придётся использовать формулу

$$\Delta\phi = 180^\circ \times (U_{\text{эул}} / U_{\text{п.эул}}) + 180^\circ \times (U_{\text{эул}} / U_{\text{кпнс}}) \dots$$

Слайд №74 - формула для модуляционной характеристики ММЦ с КПНС

- а вместо формулы для определения $K_{\text{п.ммц}}$ со Слайдов №33, №37, №60

$$K_{\text{п.ммц}} (\text{раз}) = \frac{1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{\text{эул}} (B)}{U_{\text{п}} (B)} \right)}{2 \times K_{\text{з.ммц}} (\text{раз})}$$

придётся использовать формулу

$$K_{\text{п.ммц}} (\text{раз}) = \frac{1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{\text{кпнс}} (B)}{U_{\text{п.кпнс}} (B)} + 180^\circ \times \frac{U_{\text{эул}} (B)}{U_{\text{п.эул}} (B)} \right)}{2 \times K_{\text{з.ммц}} (\text{раз})}$$

Слайд №75 - формула для модуляционной характеристики ММЦ с КПНС при $U_{кпнс} = U_{п.кпнс}/2$

- А если на КПНС подать **$U_{кпнс} = U_{п.кпнс}/2$** , то эта формула трансформируется в следующую

$$\begin{aligned} K_{п.ммц} (\text{раз}) &= \frac{1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{кпнс} (В)}{U_{п.кпнс} (В)} + 180^\circ \times \frac{U_{эул} (В)}{U_{п.эул} (В)} \right)}{2 \times K_{з.ммц} (\text{раз})} = \\ &= K_{п.ммц} (\text{раз}) = \frac{1 + \cos \left(180^\circ \times \frac{U_{п.кпнс}/2 (В)}{U_{п.кпнс} (В)} + 180^\circ \times \frac{U_{эул} (В)}{U_{п.эул} (В)} \right)}{2 \times K_{з.ммц} (\text{раз})} = \\ &= K_{п.ммц} (\text{раз}) = \frac{1 + \cos \left(90^\circ + 180^\circ \times \frac{U_{эул} (В)}{U_{п.эул} (В)} \right)}{2 \times K_{з.ммц} (\text{раз})} \end{aligned}$$

Слайд №76 - графическое изображение модуляционной характеристики ММЦ с КПНС при $U_{кпнс} = U_{п.кпнс}/2$

- А модуляционная характеристика будет выглядеть так...

Слайд №77 - ММЦ с КПНС

- А если ещё подать гармонический входной сигнал на ЭУЛ – типа

$$U_{эл.вх}(В) = A_{эл.вх}(В) \times \sin (360^\circ \times (1/T_{эл}(\text{сек})) \times t(\text{сек})),$$

Слайд №78 - выражение для описания промодулированного ММЦ оптического сигнала

- А выражение для промодулированного оптического сигнала нам выходе ММЦ будет выглядеть следующим образом

$$\begin{aligned} P_{оп.2} &= P_{оп.1} \times K_{п.ммц} \text{ (раз)} = \\ &= P_{оп.1} \times \frac{1 + \cos \left(90^\circ + 180^\circ \times \frac{U_{эул} \text{ (В)}}{U_{п.эул} \text{ (В)}} \right)}{2 \times K_{з.ммц} \text{ (раз)}} = \\ &= P_{оп.1} \times \frac{1 + \cos \left(90^\circ + 180^\circ \times \frac{A_{эл.вх} \text{ (В)} \times \sin \left(360^\circ \times \left(\frac{1}{T_{эл} \text{ (сек)}} \right) \times t \text{ (сек)} \right) \text{ (В)}}{U_{п.эул} \text{ (В)}} \right)}{2 \times K_{з.ммц} \text{ (раз)}} \end{aligned}$$

Слайд №79 - графическое изображение процесса модуляции

- А графическое изображение процесса модуляции приведено на этом слайде.

Слайд №80 - выражение для описания промодулированного ММЦ оптического сигнала

- Ну а далее, как и в предыдущем случае, отмечаем наличие в формуле есть гармоническая функция

$$\sin \left(360^\circ \times \left(\frac{1}{T_{эл} \text{ (сек)}} \right) \times t \text{ (сек)} \right),$$

которая может принимать два крайних значения: «-1» и «+1».

- И тогда

$$P_{оп.2.макс} = P_{оп.1} \times \frac{1 + \cos \left(90^\circ + 180^\circ \times \frac{A_{эл.вх} \text{ (В)} \times (-1)}{U_{п.эул} \text{ (В)}} \right)}{2 \times K_{з.ммц} \text{ (раз)}}$$

$$P_{оп.2.мин} = P_{оп.1} \times \frac{1 + \cos \left(90^\circ + 180^\circ \times \frac{A_{эл.вх} \text{ (В)} \times (+1)}{U_{п.эул} \text{ (В)}} \right)}{2 \times K_{з.ммц} \text{ (раз)}}$$

- 43 -

- Ну а далее – всё как на слайдах №№ 43 ... 48

Слайд №81 - спасибо за внимание
