

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«ОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Кафедра «Радиотехнические устройства и системы диагностики»

КУРСОВАЯ РАБОТА

на тему: «Определение электрических параметров радиотонного тракта»
по дисциплине: Приемные устройства СВЧ и радиотоника

Выполнил:

студент группы _____

Проверил:

ст. преп. _____

Омск 2020

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. Теоретические сведения	4
2. Исходные данные	6
3. Выбор варианта схемы структурной РФТ	7
4. Определение электрических параметров радиофотонного тракта	11
4.1. Определение значений $f_{эл.нг}$ и $f_{эл.вг}$	12
4.2. Определение значения $U_{см.мму}$	13
4.3. Определение значения $Kп.рфт$ при $f_{эл} = f_{эл.нг}$	14
4.4. Определение значения $Kп.рфт$ при $f_{эл} = f_{эл.вг}$	29
4.5. Определение верхней границы динамического диапазона РФТ (рис. 4) - или максимального значения $V_{эл.вх}$ входного электрического сигнала $U_{эл.вх.1}$ - при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ и $KНИ = 2\%$.	31
4.6. Заключение	33
Список литературы	
Приложение А	
Приложение Б	
Приложение В	
Приложение Г	

ВВЕДЕНИЕ

Радиофотоника - это область науки и техники, в рамках которой исследуются взаимодействия оптических и высокочастотных электрических полей (сигналов, волн), а так же создаются технические устройства, принцип работы которых основан на таких взаимодействиях ([1]). В настоящий момент основным объектом приложения методов и средств радифотоники являются аналоговые радиофотонные тракты (далее по тексту РФТ).

Цель работы: определение электрических параметров РФТ.

Задачи:

1. Выбрать схему структурную РФТ.
2. Определить значение частоты входного и выходного электрических сигналов (далее по тексту $f_{эл}$) на нижней и верхней границе диапазона рабочих частот (далее по тексту ДРЧ) РФТ: $f_{эл.нг}$ и $f_{эл.вг}$ соответственно.
3. Определить ориентировочное оптимальное значение напряжения смещения на электродах управляющей линии ММЦ или на специализированных низкочастотных контактах для подачи напряжения смещения (далее по тексту *Усм.мми*).
4. Произвести расчёт коэффициента передачи РФТ (далее по тексту *Кп.рфт*) при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ и $f_{эл} = f_{эл.вг}$ для входного электрического сигнала (далее по тексту *Uэл.вх.1*) с амплитудой (далее по тексту *Vэл.вх*) 5 мВ;
5. Определить верхнюю границу динамического диапазона РФТ или максимальное значение *Vэл.вх* входного электрического сигнала *<(далее по тексту Uэл.вх.1) - убрать>* при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ и уровне коэффициента нелинейных искажений (далее по тексту *КНИ*) 2%.

1. Теоретические сведения

Типичная укрупнённая схема структурная РФТ [1] содержит (рис. 1) модуль электрооптического преобразования (далее по тексту МЭП), оптоволоконный тракт (далее по тексту ОВТ) и модуль оптоэлектронного преобразования (далее по тексту МОП).

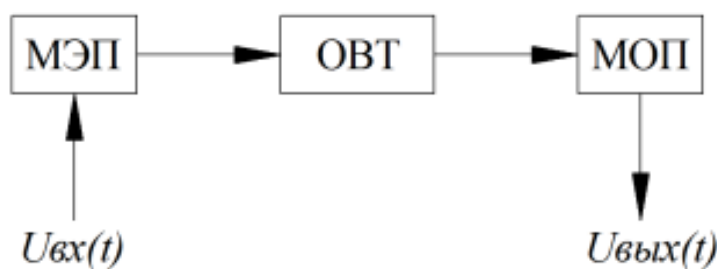
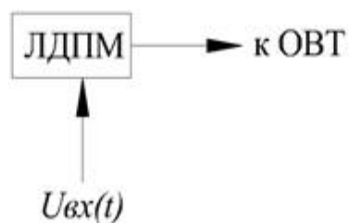


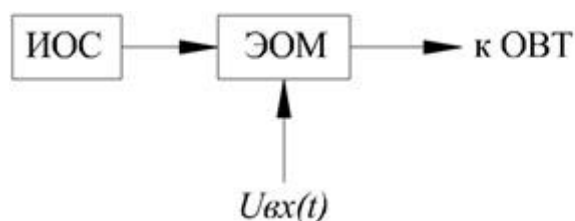
Рис. 1. Типичная укрупнённая схема структурная РФТ: *МОП* - модуль оптоэлектронного преобразования, *МЭП* - модуль электрооптического преобразования, *ОВТ* - оптоволоконный тракт

В МЭП может осуществляться либо прямая модуляция оптического сигнала электрическим сигналом $U_{вх}(t)$, либо внешняя модуляция. В случае реализации прямой модуляции МЭП, фактически, состоит из одного лазерного диода с прямой модуляцией (далее по тексту ЛДПМ, рис. 2а). В случае реализации внешней модуляции (рис. 2б) в состав МЭП входит источник оптического излучения (далее по тексту ИОС) и электрооптический модулятор (далее по тексту ЭОМ). Как правило, в качестве ИОС используются лазерные диоды (далее по тексту ЛД), а в качестве ЭОМ, как правило, используется либо электропоглощающие модуляторы (далее по тексту ЭПМ), либо «интерференционные» ЭОМ. Принцип действия ЭПМ основан на эффекте Франца-Келдыша [2]. «Интерференционные» ЭОМ, как правило, реализованы по принципу интерферометра Маха-Цандера, а воздействие электрического сигнала на оптический осуществляется с использованием эффекта Поккельса [3]. Такие ЭОМ называют модуляторами Маха-Цандера (далее по тексту ММЦ). В качестве МОП, как правило,

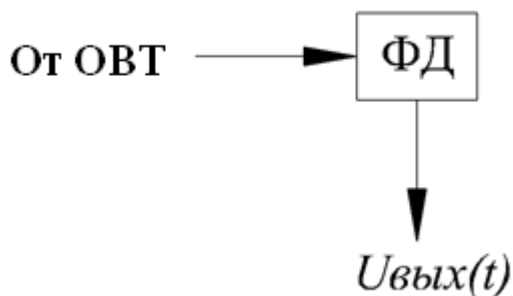
используются фотодетекторы (далее по тексту ФД, рис. 2в), на электрическом выходе которых выделяется протектированный сигнал $U_{вых}(t)$. В качестве ОВТ в подавляющем большинстве случаев может использоваться обычное «коммерческое» одномодовое волокно типа SMF-28 [4].



а) МЭП с прямой модуляцией



б) МЭП с внешней модуляцией



в) МОП

Рис. 2. Схемы структурные МЭП и МОП (рис. 1): ИОС - источник оптического сигнала, ЛДПМ - лазерный диод с прямой модуляцией, ФД - фотодетектор, ЭОМ - электрооптический модулятор

В данной курсовой работе предлагается определить электрические параметры РФТ с внешней модуляцией (Приложение А). Типичная схема структурная такого РФТ выглядит так, как это показано на рис. 3

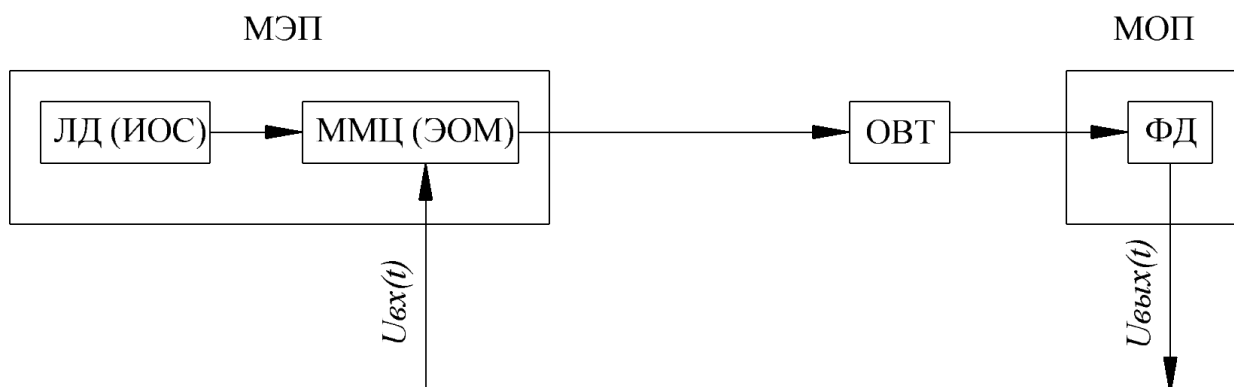


Рис. 3. Типичная схема структурная РФТ (рис. 1) с внешней модуляцией:

ИОС - источник оптического сигнала, ЛД - лазерный диод, ММЦ – модулятор Маха-Цандера, МОП - модуль оптоэлектронного преобразования, МЭП - модуль электрооптического преобразования, ОВТ - оптоволоконный тракт, ФД - фотодетектор, ЭОМ - электрооптический модулятор

Определение электрических параметров РФТ будут производиться в соответствии с методиками, описанными в [5], [6], [7].

2 Исходные данные.

В соответствии с техническим заданием на курсовую работу (далее по тексту ТЗ, Приложение А) предлагается рассчитать электрические параметры РФТ (вариант №5), в котором будут использоваться следующие фотонные и радиофотонные компоненты:

- LambdaFLEX™ iTLA TL5000DCJ Integrable Tunable Laser Assembly (Oclaro, Inc., www.oclaro.com) в качестве ИОС (Приложение Б);
- Mach-LN™ 058: Low V_{π} Analog Modulator (Covega Corporation, www.covega.com) в качестве ММЦ (Приложение В);

- 50 GHz Photodetector XPDV2120R (u2tphotonics, www.u2t.com) в качестве ФД (Приложение Г).

3 Выбор варианта схемы структурной РФТ.

Оценим потребность установки в тракт РФТ (рис. 3) от входа электрического сигнала $U_{вх}(t)$ до выхода электрического сигнала $U_{вых}(t)$ - дополнительных элементов.

В Приложении В показано, что предложенная в Приложении А модель ММЦ не располагает специализированными низкочастотными контактами для подачи *Усм.ммц*. Поэтому, в данном случае, на вход электрического сигнала необходимо установить узел подачи напряжения смещения (далее по тексту УПНС). В качестве такого УПНС предлагается использовать 45 GHz Broadband Bias-Tee SHF BT45R производства SHF Communication Technologies AG (www.sfh-communication.com, Приложение Д).

В Приложении Г (раздел «Block Diagram») показано, что предложенная в Приложении А модель ФД имеет выходной, развязывающий по постоянному току, конденсатор. Поэтому, в данном случае, на выход электрического сигнала ФД узел развязки по постоянному току (далее по тексту УРПТ) можно не устанавливать.

Далее оценим возможность «механической» стыковки оптических и электрических входов/выходов перечисленных выше моделей ИОС (Приложение Б), ММЦ (Приложение В), ФД (Приложение Г) и УПНС (Приложение Д).

В соответствии с Приложением Б, предложенная модель ИОС имеет выходной оптический тракт (таблица «Optical Fibre», строка «Fibre Type») в виде одномодового волокна с сохранением поляризации - PANDA 9/125 polarization maintaining fibre (которое так же может называться PM Fiber или PMF), на котором смонтирован оптический коннектор типа FC-UPC (таблица «Optical Fibre», строка «Connector»). Этот оптический коннектор так же может обозначаться как FC/uPC или FC/UPC.

В Приложении В не указан тип волокна, который используется для реализации входного оптического тракта предложенной модели ММЦ. Однако, в таких случаях, как правило, «по умолчанию», предполагается, что используется одномодовое волокно с сохранением поляризации, которое может обозначаться, например, PMF. Так же, в соответствии с Приложением В, в предложенной модели ММЦ на этом входном оптическом волокне может устанавливаться оптический коннектор типа FC/APC (таблица «Ordering Information, столбец «Input Connector», индекс А), который так же может обозначаться FC/APC. Такой оптический коннектор невозможно состыковать с выходным оптическим коннектором типа FC-UPC предложенной модели ИОС. Однако, по условиям ТЗ (Приложение А) предполагается, что при изготовлении требуемого РФТ есть возможность производить замену одних оптических коннекторов на другие. Поэтому, будем считать, что перед сборкой РФТ входной оптический коннектор типа FC-UPC на предложенной модели ИОС будет заменён на коннектор типа FC/APC.

Таким образом, предложенные модели ИОС и ММЦ можно будет стыковать между собой, так как входной оптический тракт ММЦ будет аналогичен выходному оптическому тракту ИОС, как по типу волокна, так и по типу коннектора.

Так же, в соответствии с Приложением В, в предложенной модели ММЦ, для реализации выходного оптического тракта может использоваться одномодовое волокно без сохранения поляризации типа SMF (таблица «Ordering Information, столбец «Output Fiber Type», индекс S), на которое может устанавливаться оптический коннектор типа FC/APC (таблица «Ordering Information, столбец «Output Connector», индекс А). Этот оптический коннектор так же может обозначаться как FC/APC.

В соответствии с Приложением Г (раздел «Ordering Information») предложенная модель ФД «по умолчанию» имеет входной оптический тракт в виде одномодового волокна без сохранения поляризации типа SMF28, на

которое может быть смонтирован оптический коннектор типа FC/PC . Такой оптический коннектор невозможно состыковать в выходным оптическим коннектором типа FC/APC предложенной модели ММЦ. Однако, как уже было сказано выше, по условиям ТЗ (Приложение А) предполагается, что при изготовлении требуемого РФТ есть возможность производить замену одних оптических коннекторов на другие. Поэтому, будем считать, что перед сборкой РФТ входной оптический коннектор типа FC/PC на предложенной модели ФД будет заменён на коннектор типа FC/APC.

Таким образом, предложенные модели ММЦ и ФД можно будет стыковать между собой, так как входной оптический тракт ФД будет аналогичен выходному оптическому тракту ММЦ, как по типу волокна, так и по типу коннектора.

В соответствии с Приложением В (таблица «Specifications») предложенная модель ММЦ имеет входной коаксиальный электрический коннектор (RF Connector) типа SMA Connector («гнездо» или «female»). А в соответствии с Приложением Д (разделы «Configurations» и «Mechanical Drawing») предложенная модель УПНС может иметь выходной коаксиальный электрический коннектор (AC+DC port) типа «2.92 mm male» («штырь»).

Таким образом, предложенные модели ММЦ и УПНС можно стыковать между собой, так как входной коаксиальный электрический коннектор ММЦ (RF Connector) типа SMA («гнездо» или «female») может быть состыкован с выходной коаксиальным электрическим коннектором УПНС (AC+DC port) типа «2.92 mm male» («штырь»), а схема структурная РФТ, в данном случае, будет выглядеть так, как это показано на рис. 4.

Далее оценим возможность стыковки оптических входов/выходов перечисленных выше моделей ИОС (Приложение Б), ММЦ (Приложение В) и ФД (Приложение Г) с точки зрения совместимости диапазонов рабочих длин волн (далее по тексту ДРДВ) и энергетических режимов.

ДРДВ по оптическим входам/выходам данных моделей фотонной и радиофотонной компонентной базы приведены в Таблице 1.

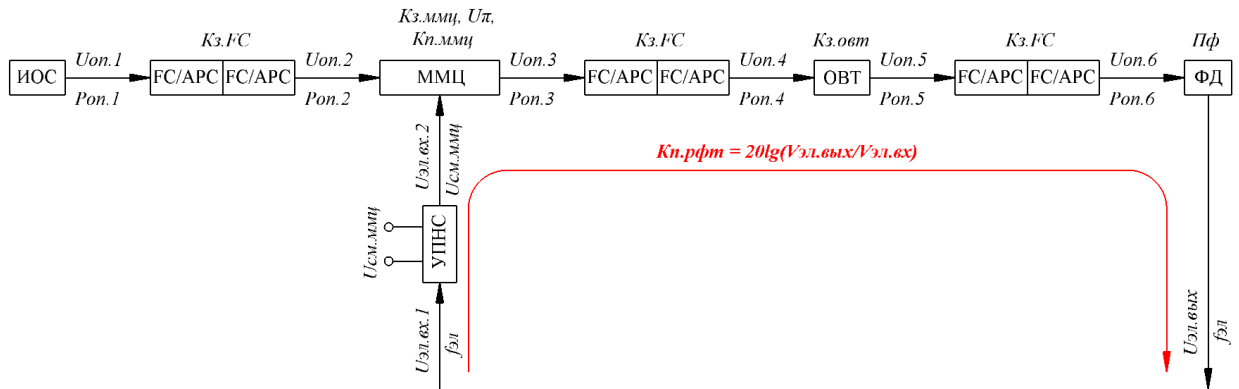


Рис. 4. Схема структурная РФТ для случая предложенного набора моделей фотонных, радиофотонных и электронных компонентов: ИОС - источник оптического сигнала, ММЦ - модулятор Маха-Цандера, ОВТ - опто-волоконный тракт, УПНС - узел подачи напряжения смещения (на электроды ММЦ), ФД - фотодетектор, FC/APC - волоконные коннекторы.

Таблица 1

Наименование устройства (рис. 4)	ДРДВ
ИОС (Приложение Б)	1528,77 - 1563,86 нм (Таблица «Optical Characteristics», наименование параметра «Wavelength Range»)
ММЦ (Приложение В)	1525 - 1605 нм (Таблица «Specifications», наименование параметра «Operating Wavelength»)
ФД (Приложение Г)	1480 - 1620 нм (Таблица «Operation Condition», наименование параметра «Operating wavelength range»)

В соответствии с Таблицей 1 можно констатировать следующее: **предложенные модели ИОС (Приложение Б), ММЦ (Приложение В) и ФД (Приложение Г) совместимы по ДРДВ**, так как возможные длины волн излучаемого ИОС сигнала (далее по тексту $\lambda_{иос}$, 1528,77 - 1563,86 нм)

попадают как в ДРДВ ММЦ (1525 - 1605 нм), так и в ДРДВ ФД (1480 - 1620 нм).

Значения уровня максимальной мощности выходного оптического сигнала ИОС (Приложение Б, далее по тексту *Риос.макс*) и значения уровней предельно-допустимой мощности входных оптических сигналов ММЦ (Приложение В, далее по тексту *Рммц.оп.пд*) и ФД (Приложение Г, далее по тексту *Рфд.оп.пд*) приведены в Таблице 2.

Таблица 2

Наименование устройства (рис. 4)	Наименование параметра	Значение уровня мощности
ИОС (Приложение Б)	Риос.макс	+14,5 dBm (~ 28,2 мВт) (Таблица «Optical characteristics», наименование параметра «Output Power», столбец «Max»)
ММЦ (Приложение В)	Рммц.оп.пд	100 мВт*
ФД (Приложение Г)	Рфд.оп.пд	16 dBm (40 мВт) (Таблица «Absolute maximum ratings», наименование параметра «Maximum average optical input power», столбец «Max.»)

* - В Приложении В значение *Рммц.оп.пд* не приведено, но для световодных каналов ММЦ в ниобате лития, полученных методом диффузии титана (см. раздел «Description»), это значение, как правило, составляет около 100 мВт.

В соответствии с Таблицей 2 можно констатировать следующее: *предложенные модели ИОС (Приложение Б), ММЦ (Приложение В) и ФД (Приложение Г) совместимы по энергетическим режимам*, так как значение *Риос.макс* примерно в 3 раза меньше значения *Рммц.оп.пд* и примерно в 1,5 раза меньше значения *Рфд.оп.пд*.

4 Определение электрических параметров радиифотонного тракта

В данном случае (рис. 4) предстоит определить значения следующих параметров:

- *fэл.нг* и *fэл.вг*,

- *Усм.ммц*,

- *Кп.рфт* при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ и $f_{эл} = f_{эл.вг}$ для входного электрического сигнала *Uэл.вх.1* с $V_{эл.вх} = 5$ мВ;

- верхнюю границу динамического диапазона РФТ (рис. 4) или максимальное значение $V_{эл.вх}$ входного электрического сигнала *Uэл.вх.1* при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ и $КНИ = 2\%$.

Перед проведением вычислений напомним, что в соответствии с ТЗ (Приложение А):

- значения потерь в ОВТ (далее по тексту *Кз.овт*) принимаются равными 0,0 дБ;

- значения потерь при стыковке коннекторов типа FC/APC (далее по тексту *Кз.FC*) принимаются равными 1,5 дБ;

- значения потерь от высокочастотного коаксиального входа УПНС до коаксиального входа ММЦ принимаются равными 0,0 дБ.

4.1 Определение значений $f_{эл.нг}$ и $f_{эл.вг}$

Для определения значений $f_{эл.нг}$ и $f_{эл.вг}$ занесём в Таблицу 3 значения частот электрических сигналов на верхних и нижних границах ДРЧ УПНС, ММЦ и ФД (далее по тексту $f_{эл.нг}'$ и $f_{эл.вг}'$ соответственно).

Таблица 3

Наименование устройства (рис. 4)	$f_{эл.нг}'$, ГГц	$f_{эл.вг}'$, ГГц
1	2	3
УПНС (Приложение Д)	0,000020 (Таблица «Specifications - SHF BT45R», наименование параметра «Low Frequency 3 dB Point»)	45,000000 (Таблица «Specifications - SHF BT45R», наименование параметра «High Frequency 3 dB Point»)
ММЦ (Приложение В)	0,000000 (Таблица «Specifications»)	20,000000 (Таблица «Specifications»)

Продолжение Таблицы 3

Наименование устройства (рис. 4)	$f_{эл.нг}'$, ГГц	$f_{эл.вг}'$, ГГц
1	2	3
ФД (Приложение Г)	$\sim 0,000000^*$	45,000000 (Таблица «Optical and Electrical Specifications», наименование параметра «3 dB cut-off frequency»)
	$f_{эл.нг}$, ГГц	$f_{эл.вг}$, ГГц
РФТ (рис. 4)	0,000020	20,000000

* - В Приложении Г значение $f_{эл.нг}'$ не приведено, но с учётом огромной (100 нанофарад) ёмкости выходного развязывающего по постоянному току конденсатора (раздел «Block Diagram») можно предположить, что значение $f_{эл.нг}'$ данной модели ФД стремится к нулю.

Для определения значения $f_{эл.нг}$ выберем самое большое значение во 2-м столбце Таблицы 3. Таким образом, в данном случае $f_{эл.нг} = 0,000020$ ГГц или 20 КГц (определяется нижней границей ДРЧ УПНС).

Для определения значения $f_{эл.вг}$ выберем самое малое значение в 3-м столбце Таблицы 3. Таким образом, в данном случае $f_{эл.вг} = 20,0$ ГГц (определяется верхней границей ДРЧ ММЦ).

4.2 Определение значения $U_{см.ммц}$

В соответствии с [5], [6] и [7] значение $U_{см.ммц}$ принимается равным половине полуволнового напряжения ММЦ (далее по тексту U_{π}) при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ (далее по тексту $U_{\pi.нг}$). В Приложении В не приведено значение $U_{\pi.нг}$ (при $f_{эл} = f_{эл.нг} = 20,0$ КГц). Однако, в Таблице «Specifications» данного приложения приведено значение $U_{\pi} = 2,0$ В при $f_{эл} = 0,0$ (наименование параметра « V_{π} @ DC», столбец «Max»). А так как верхняя граница ДРЧ у

данной модели ММЦ составляет 20,0 ГГц (см. Таблицу 3, столбец 3), то можно предположить, что значение $U_{п.н2}$ (при $f_{эл} = f_{эл.н2} = 20$ КГц) практически не отличается от значения $U_{п}$ при $f_{эл} = 0,0$. Поэтому значение $U_{п.н2}$ (при $f_{эл} = f_{эл.н2} = 20$ КГц) можно принять равным значению $U_{п}$ при $f_{эл} = 0,0$ - т.е. 2,0 В, а значение $U_{см.ммц}$ равным половине $U_{п}$ при $f_{эл} = 0,0$ - т.е. 1,0 В.

4.3 Определение значения Кп.рфт при $f_{эл} = f_{эл.нг}$

В [5], [6] и [7] было установлено следующее: чем ниже уровень мощности выходного оптического сигнала ИОС (рис. 4, далее по тексту **Роп.1**) - тем ниже **Кп.рфт**. Поэтому, в данном случае в отличие от Таблицы 2, при расчётах будет использоваться не максимальное, а минимальное значение **Роп.1**. Таким образом, в данном случае, **Роп.1** \approx 19,9526 мВт (+13 dBm, Приложение Б, Таблица «Optical characteristics», наименование параметра «Output Power», столбец «Min»).

Проведённые ниже вычисления проводятся в соответствии с рекомендациями [5], [6] и [7].

Определим значение уровня мощности оптического сигнала на оптическом входе ММЦ (рис. 4, далее по тексту **Роп.2**) по формуле 1

$$Роп.2 = Роп.1 / Кз.ФС = 0,0199526 / 1,4126 \approx 0,0141248 \text{ Вт} \quad (1)$$

Определим значение уровня мощности оптического сигнала на оптическом выходе ММЦ (рис. 4, далее по тексту **Роп.3**) по формуле 2:

$$Роп.3 = Роп.2 \times Кп.ммц, \quad (2)$$

где **Кп.ммц** - коэффициент передачи по мощности оптического тракта ММЦ в размах.

Подставим в формулу 2 определённое по формуле 1 значение $P_{оп.2} = 0,0141248$ Вт и получим формулу 3

$$P_{оп.3} = 0,0141248 \times K_{п.ммц} \quad (3)$$

Значения $K_{п.ммц}$ в разях вычисляются по формуле 4

$$K_{п.ммц} = \frac{1 + \cos\left(180^\circ \times \frac{U_{эул}}{U_{п.нг}}\right)}{2 \times K_{з.ммц}}, \quad (4)$$

где $U_{эул}$ - напряжение на электродах управляющей линии ММЦ, В,
 $U_{п.нг}$ - полуволновое напряжение ММЦ при $f_{эл} = f_{нг}$, В,
 $K_{з.ммц}$ - потери в оптическом тракте ММЦ, раз.

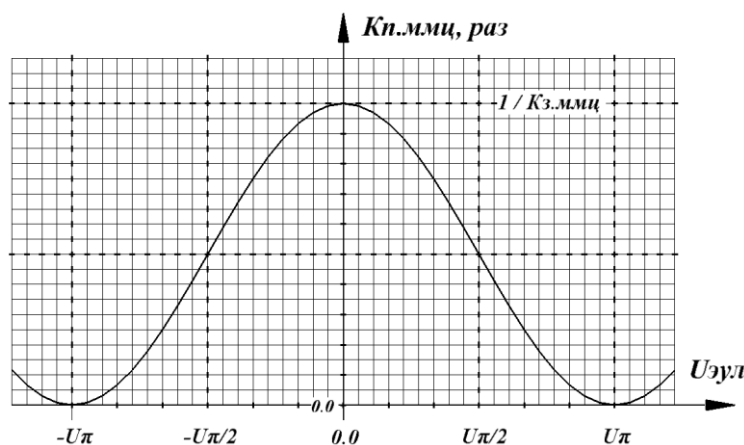


Рис. 5. Графическое изображение зависимости $K_{п.ммц}$ от $U_{эул}$ (или модуляционная характеристика ММЦ)

Значения $U_{п.нг}$ и $K_{з.ммц}$ указаны в Приложении В (Таблица «Specifications», наименование параметров «Vπ @ DC» (столбец «Max») и «Optical Insertion Loss (Connectorized)» (столбец «Max»)).

Графическое изображение зависимости $K_{п.ммц}$ от $U_{эул}$ приведено на рис. 5, а значения $U_{эул}$ вычисляются по формуле 5

$$U_{\text{зул}} = U_{\text{см.ммц}} + U_{\text{эл.вх.2}}, \quad (5)$$

где $U_{\text{см.ммц}}$ - напряжение смещения на электродах управляющей линии (вычислено в п. 4.2), В,

$U_{\text{эл.вх.2}}$ - напряжение электрического сигнала на коаксиальном электрическом входе ММЦ (рис. 4), В.

Выше уже отмечалось, что в соответствии с ТЗ (Приложение А) значения потерь от высокочастотного коаксиального входа УПНС до коаксиального входа ММЦ принимаются равными 0,0 дБ. А это значит, что значение $U_{\text{эл.вх.2}}$ равно напряжению электрического сигнала на коаксиальном высокочастотном входе УПНС и, как следствие, напряжению на входе РФТ - $U_{\text{эл.вх.1}}$ (рис. 4).

Изменение $U_{\text{эл.вх.1}}$ во времени можно описать, например, формулой 6

$$U_{\text{эл.вх.1}} = V_{\text{эл.вх}} \times \sin(360^\circ \times (1/T_{\text{эл}}) \times t), \quad (6)$$

где $V_{\text{эл.вх}}$ - амплитуда входного электрического сигнала, которая по условиям ТЗ (Приложение А) равна 5 мВ или 0,005 В;

$T_{\text{эл}}$ - период колебаний входного электрического сигнала, сек,

t - текущее время, сек.

Подставим в формулу 6 заданное по ТЗ (Приложение А) значение $V_{\text{эл.вх}} = 0,005$ В и получим формулу 7

$$U_{\text{эл.вх.1}} = 0,005 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{\text{эл}}) \times t) \quad (7)$$

Далее, с учётом того, что $U_{эл.вх.2} = U_{эл.вх.1}$, заменим в формуле 5 $U_{эл.вх.2}$ на выражение из формулы 6 и вместо формулы 5 получим формулу 8.

$$U_{зул} = U_{см.ммц} + U_{эл.вх.2} = U_{см.ммц} + U_{эл.вх.1} = U_{см.ммц} + 0,005 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t) \quad (8)$$

Далее выражение $U_{зул}$ из формулы 8 подставим в формулу 4 и получим для описания $K_{п.ммц}$ формулу 9

$$K_{п.ммц} = \frac{1 + \cos(180^\circ \times \frac{U_{см.ммц} + 0,005 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t)}{U_{п.нг(B)}})}{2 \times K_{з.ммц}} \quad (9)$$

Далее в формулу 9 подставим определённое в п. 4.2 значение $U_{см.ммц} = 1$ В и получим формулу 10

$$K_{п.ммц} = \frac{1 + \cos(180^\circ \times \frac{1,00 + 0,005 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t)}{U_{п.нг}})}{2 \times K_{з.ммц}} \quad (10)$$

Далее в формулу 10 подставим значение $K_{з.ммц} \approx 3,5482$ раза (что соответствует 5,5 дБ из Приложения В (Таблица «Specifications», наименование параметра «Optical Insertion Loss (Connectorized)», столбец «Max») и получим формулу 11.

$$K_{п.ммц} = \frac{1 + \cos(180^\circ \times \frac{1,00 + 0,005 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t)}{U_{п.нг}})}{2 \times 3,5482} \quad (11)$$

При определении $U_{см.ммц}$ (п. 4,2) было определено значение $U_{п.нг}$ при $f_{эл} = f_{эл.нг}$, которое составило 2,0 В (Приложение В, Таблица «Specifications», наименование параметра «V_{п @ DC}», столбец «Max»). Подставим значение $U_{п.нг} = 2,0$ В в формулу 11 и получим формулу 12

$$K_{п.ммц} = \frac{1 + \cos(180^\circ \times \frac{1,00 + 0,005 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t)}{2,0})}{2 \times 3,5482} \quad (12)$$

Далее преобразуем формулу 12 в формулу 13 следующим образом

$$\begin{aligned} K_{п.ммц} &= \frac{1 + \cos(180^\circ \times \frac{1,00 + 0,005 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t)}{2,0})}{2 \times 3,5482} = \\ &= \frac{1 + \cos(180^\circ \times (\frac{1,00}{2,00} + \frac{0,005}{2,00} \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))}{2 \times 3,5482} = \\ &= \frac{1 + \cos(180^\circ \times (0,5 + 0,0025 \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))}{2 \times 3,5482} = \\ &= \frac{1 + \cos((180^\circ \times 0,5) + (180^\circ \times 0,0025) \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))}{2 \times 3,5482} = \\ &= \frac{1 + \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))}{2 \times 3,5482} = \\ &= \frac{1 + \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))}{7,0964} \end{aligned} \quad (13)$$

Далее подставим формулу (13) в формулу (3) и получим формулу 14

$$P_{оп.3} = 0,0141248 \times \frac{1 + \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))}{7,0964} \quad (14)$$

Далее формулу 14 преобразуем в формулу 15

$$\begin{aligned} P_{оп.3} &= 0,0141248 \times \frac{1 + \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))}{7,0964} = \\ &= \frac{0,0141248}{7,0964} \times (1 + \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))) = \\ &= 0,0019904 \times (1 + \cos(90^\circ + 450^\circ \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t))) = \\ &= 0,0019904 + 0,0019904 \times \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times \sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t)) \end{aligned} \quad (15)$$

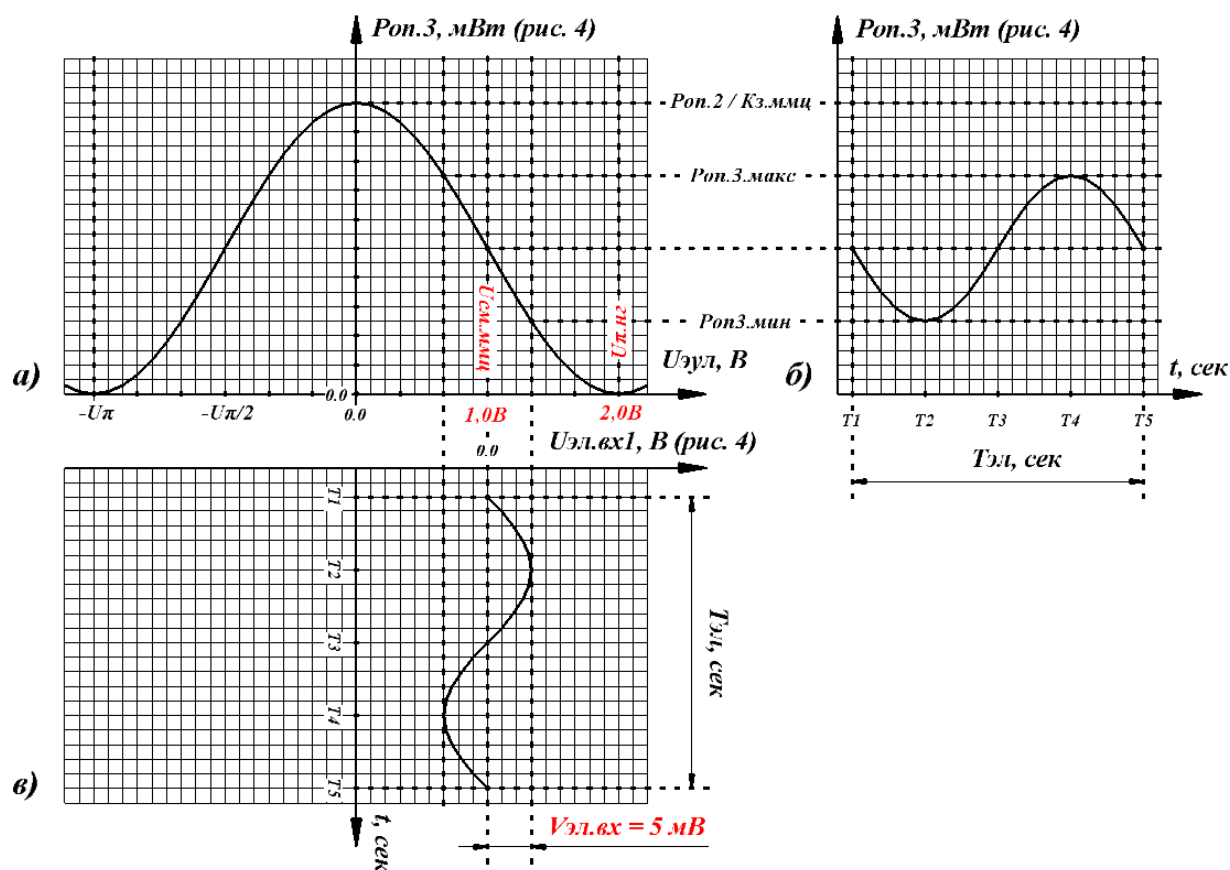


Рис. 6. Графическое изображение качественных временных зависимостей **Уэл.вх.1** (рис. в) и **Роп.3** (рис. б)

<я заменил рисунок – это был мой хомут>

Формула 15 описывает временную зависимость **Роп.3** (рис. 4) от текущего времени **t**. «Качественное» графическое представление этой зависимости приведено на рис. 6б (без соблюдения пропорций). В соответствии с этим рисунком можно сделать следующий вывод: значение **Роп.3** (рис. 6б) изменяется в такт с изменением напряжения входного электрического сигнала **Уэл.вх.1** (рис. 6в) в диапазоне от некоторого максимального значения (рис. 6б, далее по тексту **Роп.3.макс**) до некоторого минимального значения (рис. 6б, далее по тексту **Роп.3.мин**). Определим абсолютные значения этих максимумов и минимумов, для чего обратимся к формуле 15. В этой формуле имеется гармоническая функция $\sin(360^\circ \times (1/T_{эл}) \times t)$. Очевидно, что значение этой функции будет

изменяться во времени по синусоидальному закону от своего минимального значения (-1) до своего максимального значения (+1).

При этом в первом случае формула 15 будет трансформироваться в формулу 16, а во втором в формулу 17

$$P_{оп.3} = 0,0019904 + 0,0019904 \times \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times (-1)) \quad (16)$$

$$P_{оп.3} = 0,0019904 + 0,0019904 \times \cos(90^\circ + 0,450^\circ \times (+1)) \quad (17)$$

Очевидно, что

- при вычислении **Роп.3** по формуле 16 мы будем получать максимальные значения **Роп.3** (**Роп.3.макс**, рис.6б), так как значение выражения $\cos(90^\circ + 0,450^\circ \times (-1))$ будет иметь положительное значение:
 $\sim (+0,007854)$,

- а при вычислении при **Роп.3** по формуле 17 мы будем получать минимальные значения **Роп.3** (**Роп.3.мин**, рис. 6б), так как значение выражения $\cos(90^\circ + 0,450^\circ \times (+1))$ будет иметь отрицательное значение:
 $\sim (-0,007854)$.

Таким образом, мы можем вычислить значение **Роп.3.макс** (рис. 6б) по формуле 18, а значение **Роп.3.мин** (рис. 6б) по формуле 19.

$$P_{оп.3.макс} = 0,0019904 + 0,0019904 \times 0,007854 = 0,002006 \text{ Вт} \quad (18)$$

$$P_{оп.3.мин} = 0,0019904 + 0,0019904 \times (-0,007854) = 0,0019748 \text{ Вт} \quad (19)$$

Временная зависимость уровня мощности оптического сигнала на входе ОВТ (рис. 4, далее по тексту **Роп.4**) будет иметь такой же характер, как и временная зависимости уровня мощности **Роп.3** (рис. 6б) с той только разницей, что и максимальные значения **Роп.4** (рис. 7, далее по тексту **Роп.4.макс**), и минимальные значение **Роп.4** (рис. 7, далее по тексту

Роп.4.мин) будут меньше значений **Роп.3.макс** и **Роп.3.мин** в соответствии с формулами 20 и 21.

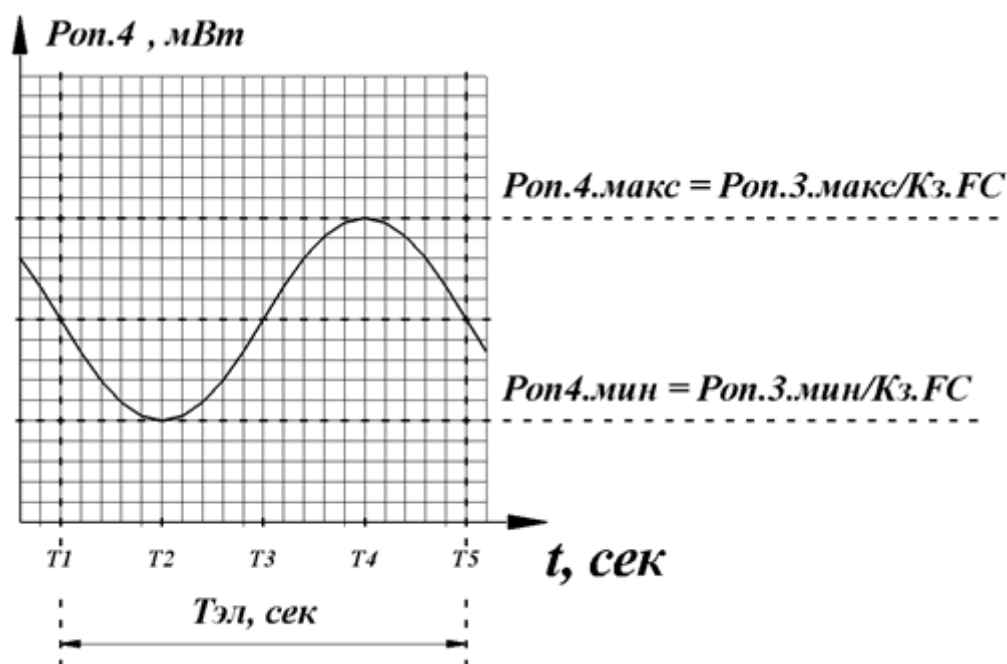


Рис. 7. Графическое изображение качественной временной зависимости **Роп.4**

$$P_{оп.4.макс} = P_{оп.3.макс}/Kз.ФС = 0,002006/1,4126 \approx 0,0014201 \text{ Вт} \quad (20)$$

$$P_{оп.4.мин} = P_{оп.3.мин}/Kз.ФС = 0,0019748 /1,4126 \approx 0,0013980 \text{ Вт} \quad (21)$$

Временная зависимость уровня мощности оптического сигнала на выходе ОВТ (рис. 4, далее по тексту **Роп.5**) будет иметь такой же характер, как и временная зависимость уровня мощности **Роп.4** (рис. 7). При этом максимальные значение **Роп.5** (рис. 8, далее по тексту **Роп.5.макс**) и минимальное значение **Роп.5** (рис. 8, далее по тексту **Роп.5.мин**) будут равны **Роп.4.макс** и **Роп.4.мин**, так как по условиям ТЗ (Приложение А) значение $Kз.овт = 0$ дБ.

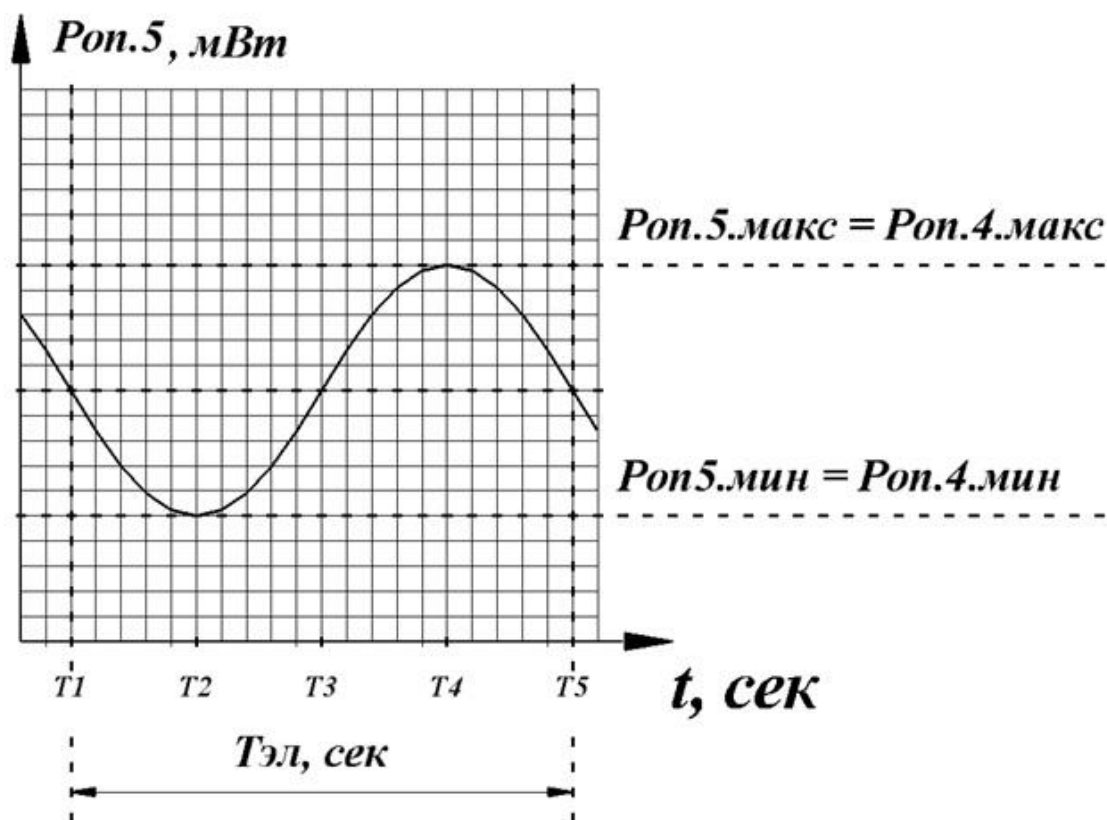


Рис. 8. Графическое изображение качественной временной зависимости $P_{оп.5}$

Временная зависимость уровня мощности оптического сигнала на входе ФД (рис. 4, далее по тексту $P_{оп.6}$) будет иметь такой же характер, как и временная зависимости уровня мощности $P_{оп.5}$ (рис. 8), с той только разницей, что и максимальные значения $P_{оп.6}$ (рис. 9, далее по тексту $P_{оп.6.макс}$), и минимальные значение $P_{оп.6}$ (рис. 9, далее по тексту $P_{оп.6.мин}$) будут меньше значений $P_{оп.5.макс}$ и $P_{оп.5.мин}$ в соответствии с формулами 22 и 23.

$$P_{оп.6.макс} = P_{оп.5.макс} / Kз.ФС = 0,0014201 / 1,4126 \approx 0,0010053 \text{ Вт} \quad (22)$$

$$P_{оп.6.мин} = P_{оп.5.мин} / Kз.ФС = 0,0013980 / 1,4126 \approx 0,0009897 \text{ Вт} \quad (23)$$

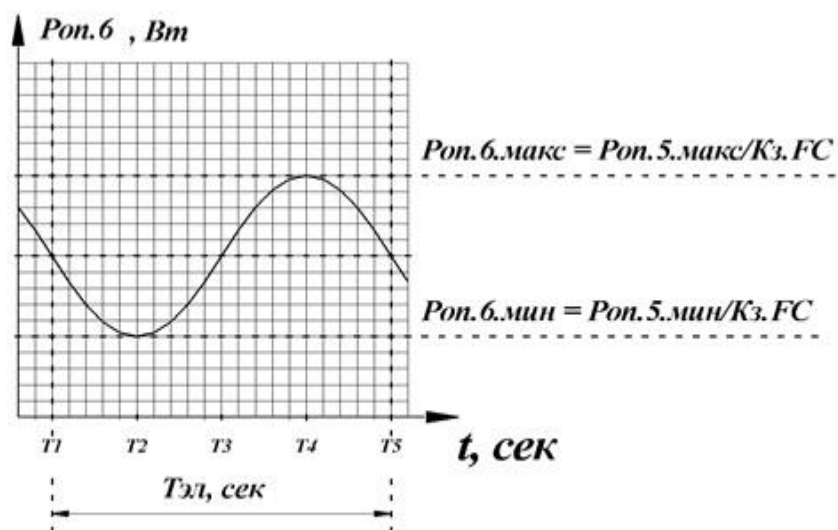
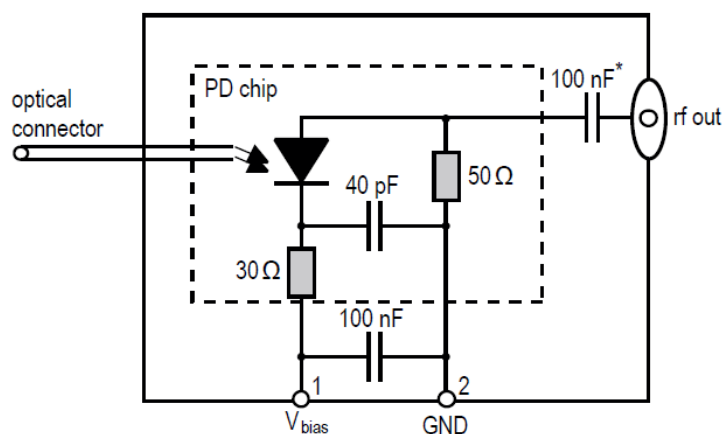


Рис. 9 Графическое изображение качественной временной зависимости **P_{оп.6}**.

Для проведения дальнейших вычислений рассмотрим схему электрическую принципиальную ФД (рис. 4). Приведённый в Приложении Г эскиз схемы электрической принципиальной (Bloc Diagram, рис. 10) будет не очень удобно использовать для иллюстрации дальнейших вычислений.

Block Diagram



* optional

Рис. 10. Эскиз схемы электрической принципиальной ФД (рис. 4) из Приложения Г.

Поэтому, эта схема электрическая принципиальная была изображена в несколько изменённом виде так, как это показано на Рис. 11.

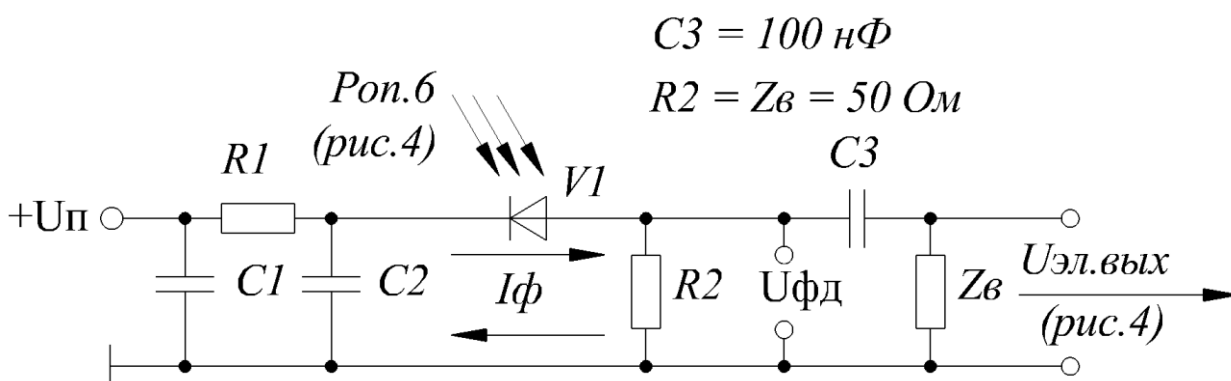


Рис. 11. Эскиз схемы электрической принципиальной ФД.

Ключевым элементом этой схемы является р-і-п-фотодиод V1, на который подано положительное обратное (запирающее) напряжение питания (далее по тексту +Uп, Рис.11). Поэтому при отсутствии падающего на область «і» оптического сигнала с уровнем мощности Роп.6, р-і-п-фотодиод V1 имеет огромное сопротивление и через него протекает наноскопический ток, который принято называть темновым током (Приложение Г, Таблица «Optical and Electrical Specifications», наименование параметра «Photodiode dark current»), и величина которого не превышает 200 наноампер.

Однако, при попадании на область «і» оптического сигнала с уровнем мощности Роп.6 сопротивление р-і-п-фотодиода V1 начинает снижаться и через него начинает протекать более сильный ток, который принято называть наведённым фототоком (далее по тексту **Iф**, рис. 11). При этом, взаимосвязь значений **Iф** и **Роп.6** выражается формулой 24.

$$I_{\phi} = P_{\phi} \times R_{\phi}, \quad (24)$$

где **Pф** - фоточувствительность р-і-п-фотодиода V1, А/Вт

В Приложении Г не приведено значение **Пф** при $f_{эл} = f_{эл.нг} = 20,0$ КГц. Однако, в Таблице «Optical and Electrical Specifications» данного приложения приведено минимальное значение **Пф** = 0,5 А/Вт при $f_{эл} = 0,0$ (наименование параметра «Photodiode DC responsivity @ 1550», столбец «Min.»). А так как верхняя граница ДРЧ у данной модели ФД составляет 45 ГГц (см. Таблицу 3, столбец 3), то можно предположить, что значение **Пф** при $f_{эл} = f_{эл.нг} = 20$ КГц практически не отличается от значения **Пф** при $f_{эл} = 0,0$. Поэтому значение **Пф** при $f_{эл} = f_{эл.нг} = 20$ КГц можно принять равным значению **Пф** при $f_{эл} = 0,0$ - т.е. 0,5 А/Вт.

Выбор минимального значения **Пф** (0.5 А/Вт) обусловлен исходя из традиционной практики инженерных расчётов, когда расчёт ведётся по самым худшим из ожидаемых значений параметров.

В соответствии с формулой 24 можно утверждать следующее: величина **Иф** имеет прямую линейную зависимость от величины **Роп.6**. Поэтому, так же можно утверждать, что временная зависимость **Иф** будет иметь такой же характер, как и временная зависимости уровня мощности **Роп.6** (рис. 12).

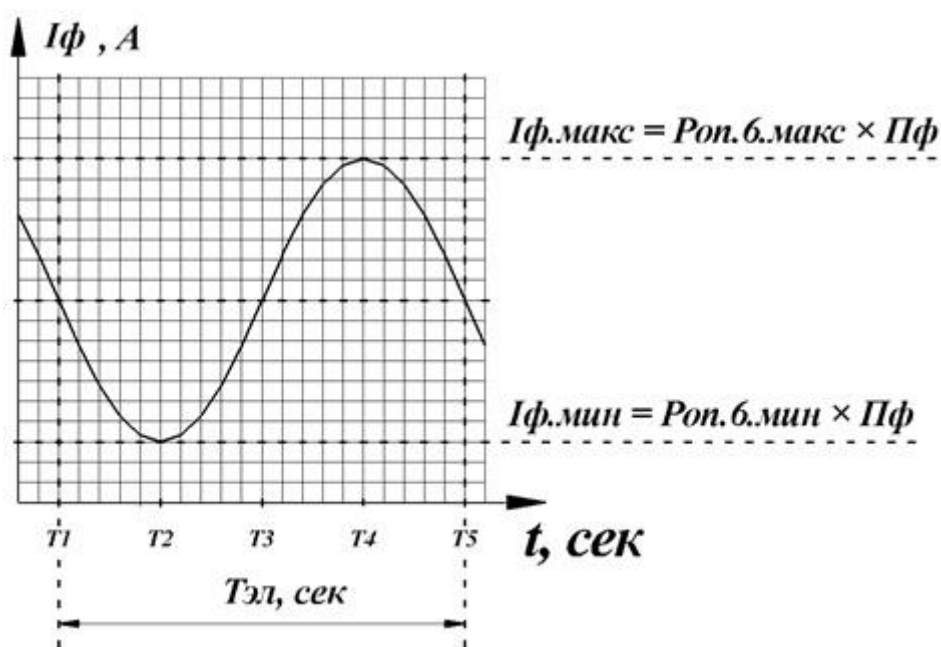


Рис. 12. Графическое изображение качественной временной зависимости **Иф**

При этом, максимальное значение I_{ϕ} (далее по тексту $I_{\phi.макс}$, рис. 12) будет вычисляться по формуле 25, а минимальное значение I_{ϕ} (далее по тексту $I_{\phi.мин}$, рис. 12) будет вычисляться по формуле 26.

$$I_{\phi.макс} = P_{оп.6.макс} \times \text{Пф} = 0,0010053 \times 0,5 = 0,00050265 \text{ А} \quad (25)$$

$$I_{\phi.мин} = P_{оп.6.мин} \times \text{Пф} = 0,0009897 \times 0,5 = 0,00049485 \text{ А} \quad (26)$$

При проведении дальнейших вычислений необходимо принять во внимание то, что конденсатор $C3 = 100 \text{ нФ}$ (рис. 11) в ДРЧ РФТ (20,0 кГц - 20,0 ГГц, см. Таблицу 3) имеет низкое реактивное сопротивление. Поэтому, схему на рис. 11 можно трансформировать так, как это показано на рис. 13.

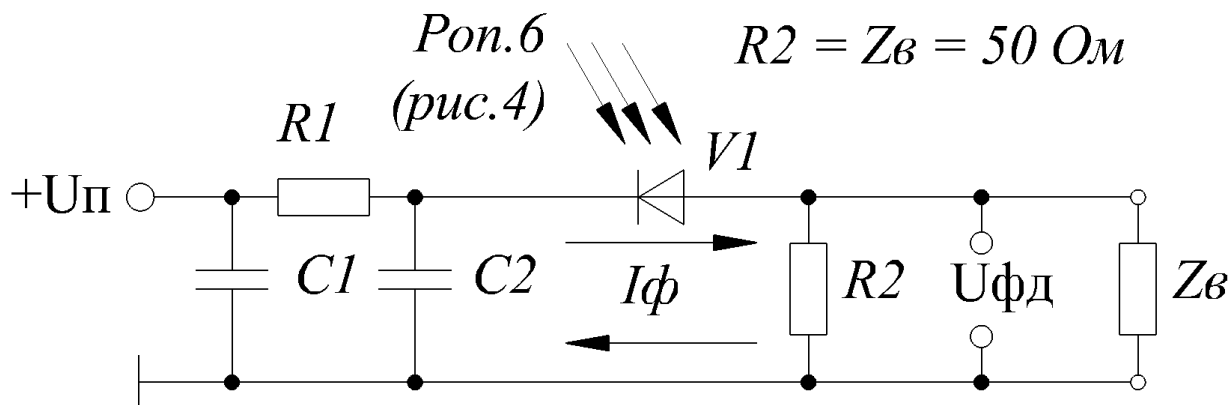


Рис. 13. Эскиз упрощённой схемы электрической принципиальной ФД

Далее необходимо определить величину наведённого I_{ϕ} напряжения в нагрузке ФД (далее по тексту $U_{\phiд}$, рис. 13). При этом, «штатным» сопротивлением нагрузки у данного ФД (рис. 13) является резистор $R2$ с сопротивлением 50 Ом. Однако, в процессе эксплуатации данного ФД к его коаксиальному выходу, «по умолчанию», подключается коаксиальный тракт с волновым сопротивлением (далее по тексту $Z_{в}$, рис. 13) так же равным 50 Ом. Поэтому, фактически, схема электрическая принципиальная ФД выглядит не так, как это показано на рис. 10, а так, как, как это показано на рис. 13. И потому $U_{\phiд}$ наводится в нагрузке, которая представляет собой

параллельно-включённые $R_2 = 50 \text{ Ом}$ и $Z_B = 50 \text{ Ом}$. Поэтому, сопротивление нагрузки ФД составляет не 50 Ом , а 25 Ом , а величина $U_{фд}$ вычисляется по формуле 27

$$U_{фд} = I_{ф} \times ((R_2 \times Z_B) / (R_2 + Z_B)) = I_{ф} \times 25 \text{ Ом} \quad (27)$$

В соответствии с формулой 27 можно утверждать следующее: величина $U_{фд}$ имеет прямую линейную зависимость от величины $I_{ф}$. Поэтому, так же можно утверждать, что временная зависимость $U_{фд}$ будет иметь такой же характер, как и временная зависимости $I_{ф}$ (рис. 14).

При этом, максимальное значение $U_{фд}$ (далее по тексту $U_{фд.макс}$, рис. 14) будет вычисляться по формуле 28, а минимальное значение $U_{фд}$ (далее по тексту $U_{фд.мин}$, рис. 14) будет вычисляться по формуле 29.

$$U_{фд.макс} = I_{ф.макс} \times 25 = 0,00050265 \times 25 = 0,0125663 \text{ В} \quad (28)$$

$$U_{фд.мин} = I_{ф.мин} \times 25 = 0,00049485 \times 25 = 0,0123713 \text{ В} \quad (29)$$

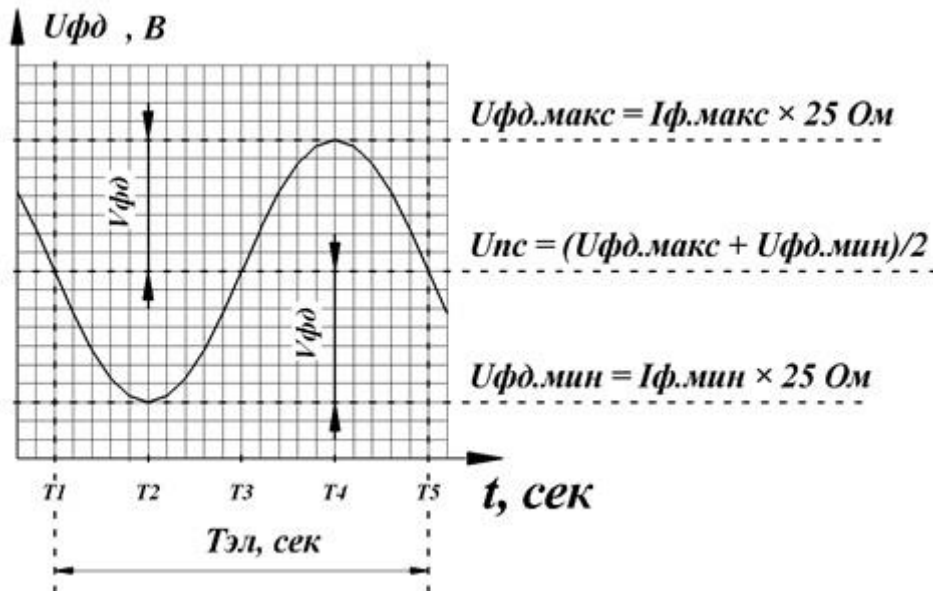


Рис. 14. Графическое изображение качественной временной зависимости $U_{фд}$

График на рис. 14 состоит из 2-х составляющих: постоянной и переменной. Постоянную составляющую (далее по тексту **U_{пс}**, рис. 14) можно представить формулой 30

$$\begin{aligned}
 U_{пс} &= \frac{U_{фд.макс} - U_{фд.мин}}{2} + U_{фд.мин} = \\
 &= \frac{U_{фд.макс} - U_{фд.мин} + 2 \times U_{фд.мин}}{2} = \frac{U_{фд.макс} + U_{фд.мин}}{2} = \\
 &= \frac{0,0125663 + 0,0123713}{2} = 0,0124688
 \end{aligned}
 \tag{30}$$

Амплитуду переменной составляющей (далее по тексту **V_{фд}**, рис. 14) можно вычислить по формуле 31

$$V_{фд} = \frac{U_{фд.макс} - U_{фд.мин}}{2} = \frac{0,0125663 - 0,0123713}{2} = 0,0000975 \text{ В}
 \tag{31}$$

Так же необходимо отметить, что в данном случае временная зависимость выходного сигнала ФД а, следовательно, и выходного сигнала РФТ **U_{эл.вых}** (рис. 15) будет отличаться от временной зависимости **U_{фд}** (рис. 14) тем, что в её спектре не будет присутствовать упомянутой выше **U_{пс}** (рис. 14), которую не пропустит на выход ФД конденсатор С3 (рис. 11). Амплитуда выходного сигнала РФТ (далее по тексту **V_{эл.вых}**) будет равна **V_{фд} = 0,0000975 В = 0,0975 мВ**.

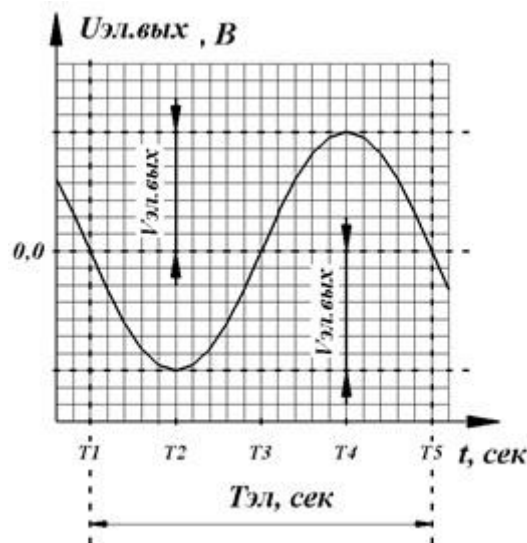


Рис. 15. Графическое изображение качественной временной зависимости **U_{эл.вых}**.1

После определения значения $V_{эл.вых}$ можно будет определить значение $Kп.рфт$ при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ (далее по тексту $Kп.рфт.нг$) по формуле 32

$$Kп.рфт.нг = 20lg(V_{эл.вых}/V_{эл.вх}) = 20lg(0,0000975/0,005) = \underline{\underline{-34,2 \text{ дБ}}} \quad (32)$$

4.4 Определение значения $Kп.рфт$ при $f_{эл} = f_{эл.вг}$

Определение $Kп.рфт$ при $F_{эл} = F_{эл.вг}$ (далее по тексту $Kп.рфт.вг$) можно было бы проводить по той же методике, что и определение $Kп.рфт.нг$. Однако, для этого, надо иметь информацию о значениях U_{π} и P_{ϕ} при $F_{эл} = F_{эл.вг}$. Такой информацией мы располагаем только относительно значения $U_{\pi} = 3,9$ В (Приложение В, Таблица «Specifications», наименование параметра « $V_{\pi} @ 20 \text{ GHz}$ », столбец «Max»), а в Приложении Г значение P_{ϕ} приведено лишь для случая $F_{эл} = 0,0$ (Таблица «Optical and Electrical Specifications», наименование параметра «Photodiode DC responsivity @ 1550», столбец «Min.», 0,50 А/В).

В такой ситуации $Kп.рфт.вг$ можно будет определить только с использованием эмпирической методики. Суть этой методики заключается в следующем.

В Приложении В в Таблице «Ordering Information» (в столбце «Bandwidth») указано, что у моделей ММЦ с индексом «20» (LN 058-20-X-X-X) верхняя граница ДРЧ составляет 20 ГГц. Эту информацию следует понимать следующим образом: если собрать РФТ, состоящий из данного ММЦ (Приложение В) и некоего гипотетического «идеального» частотнонезависимого ФД, то при изменении значения $f_{эл}$ от $f_{эл.нг} = 20,0$ КГц до $f_{эл.вг} = 20$ ГГц, $Kп.рфт$ снизится на 3 дБ. Эту величину снижения $Kп.рфт$ (рис. 4) будем далее обозначать $\Delta Kп.рфт.ммиц$.

Вклад в снижение $Kп.рфт$ (рис. 4) со стороны ФД можно определить следующим образом. В Приложении Г приведён график «Frequency Response» (рис. 16).

Frequency Response

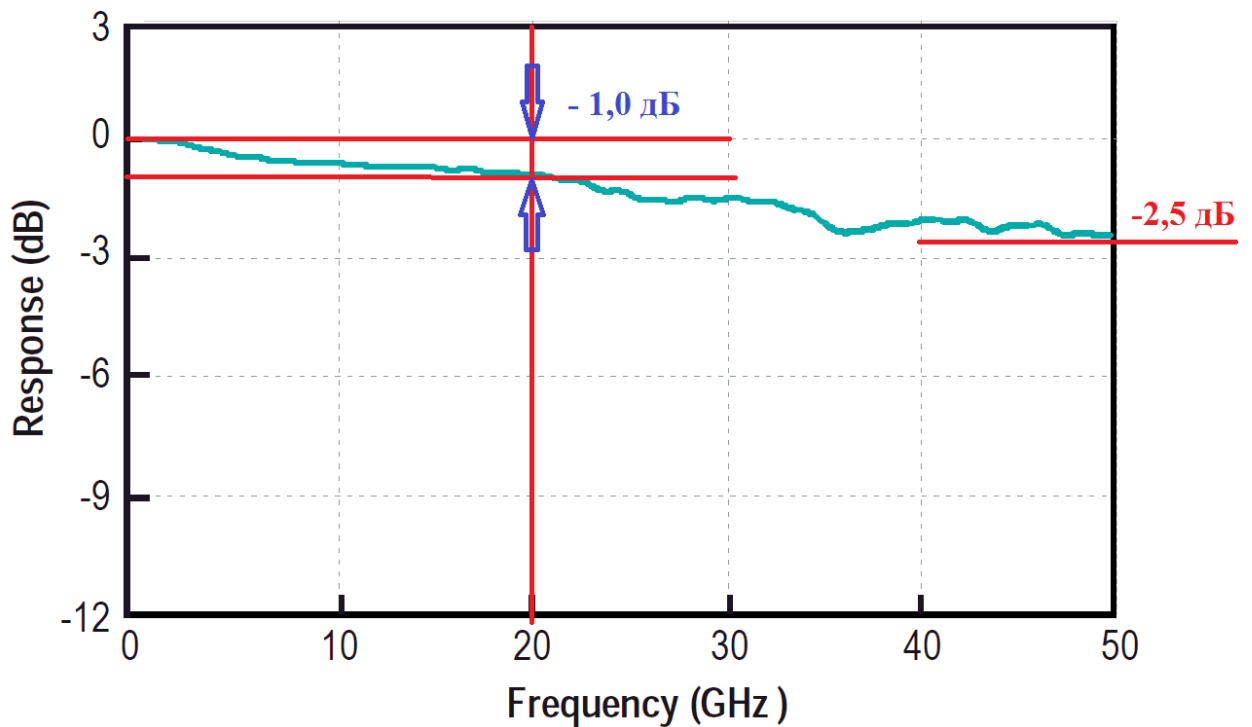


Рис. 16. Частотная зависимость эффективности детектирования ФД

Эту информацию следует понимать следующим образом: если собрать РФТ, состоящий из данного ФД (Приложение Г) и некоего гипотетического «идеального», частотнонезависимого ММЦ, то

- при изменении значения $f_{эл}$ от $f_{эл.нг} = 20$ КГц до $f_{эл} = 45 \dots 50$ ГГц $Kп.рфт$ снизится на $\sim 2,5$ дБ,

- а при изменении значения $f_{эл}$ от $f_{эл.нг} = 20$ КГц до $f_{эл.вг} = 20$ ГГц $Kп.рфт$ снизится на $\sim 1,0$ дБ

Это последнее значение снижения $Kп.рфт$ (рис. 4, 16) будем далее обозначать $\Delta Kп.рфт.фд$.

Имея информацию о $\Delta Kп.рфт.ммц$ и $\Delta Kп.рфт.фд$ можно эмпирически вычислить значение $Kп.рфт.вг$ по формуле 33

$$\begin{aligned} Kп.рфт.вг &= Kп.рфт.нг - \Delta Kп.рфт.ммц - \Delta Kп.рфт.фд = \\ &= - 34,2 - 3,0 - 1,0 = \underline{\underline{- 38,2}} \text{ Дб} \end{aligned} \quad (33)$$

Таким образом, можно предположить, что частотная зависимость $K_{п.рфт}$ (рис.4) или амплитудно-частотная характеристика (далее по тексту АЧХ) будет выглядеть приблизительно так, как это показано на рис. 17.

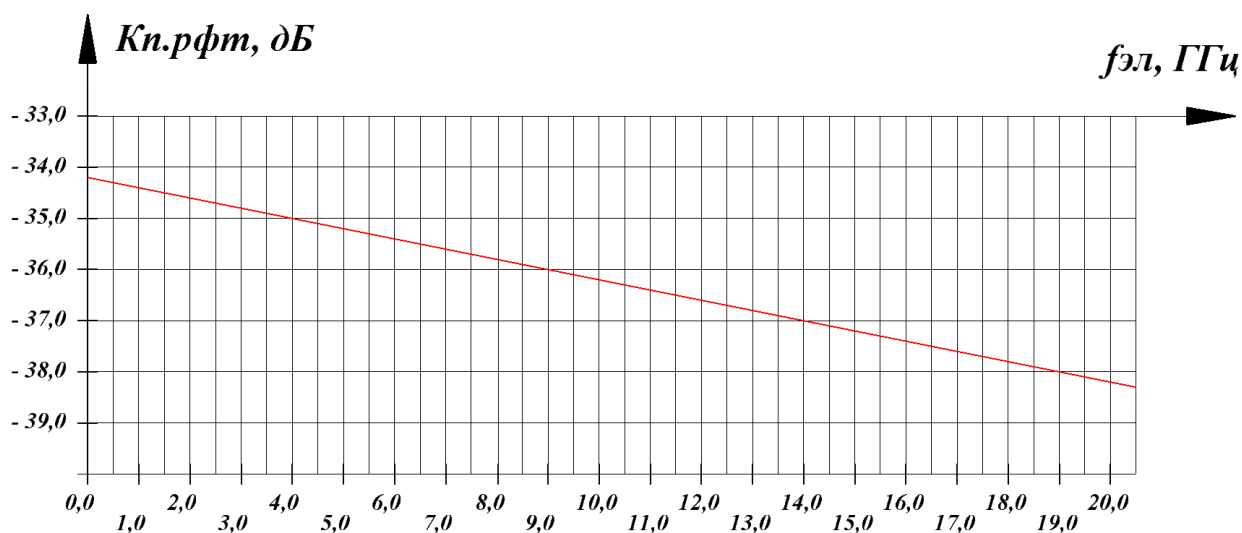


Рис. 17. Ориентировочная АЧХ РФТ (рис. 4)

4.5 Определение верхней границы динамического диапазона РФТ (рис. 4) - или максимального значения $V_{эл.вх}$ входного электрического сигнала $U_{эл.вх.1}$ - при $f_{эл} = f_{эл.нг}$ и $K_{НИ} = 2\%$.

Определение верхней границы динамического диапазона РФТ (рис. 4) будет проводиться следующим образом.

В [7] в графическом виде приведена зависимость КНИ от соотношения амплитуды входного электрического сигнала на коаксиальном электрическом входе ММЦ ([7], рис. 12, $U_{свч.вх}$) и величины $U_{п}$ ММЦ. Эта зависимость приведена на рис. 18.

В данном случае, под $U_{свч.вх}$ следует подразумевать $V_{эл.вх}$ (формула б). Поэтому, рис. 18 можно представить в виде рис. 19

В соответствии с рис. 19 можно сделать следующий вывод: уровень $K_{НИ} = 2\%$ в РФТ с внешней модуляцией и ММЦ в качестве модулирующего устройства будет иметь место при $V_{эл.вх}/U_{п} \approx 0,18$.

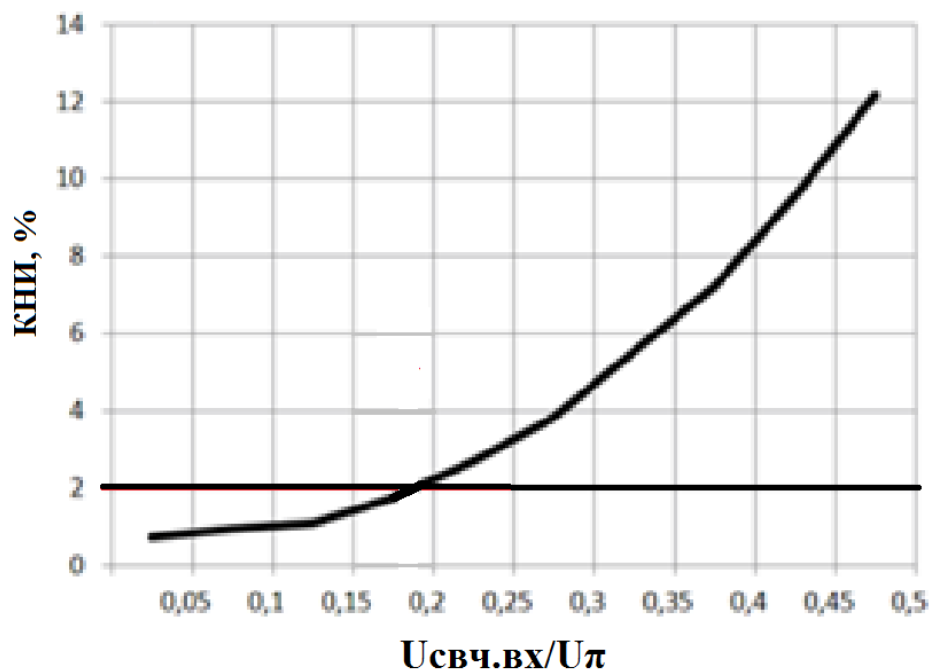


Рис. 18. Зависимость КНИ от соотношения амплитуды входного электрического сигнала на коаксиальном электрическом входе ММЦ ([7], рис. 12, $U_{свч.вх}$) и величины U_{π} ММЦ.

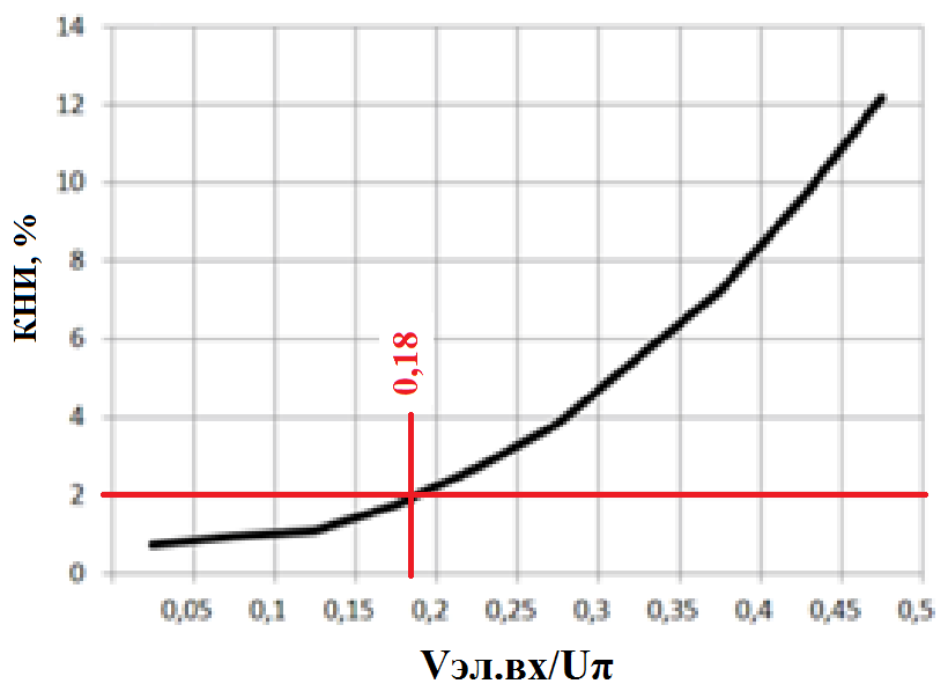


Рис. 19. Зависимость КНИ от соотношения амплитуды входного электрического сигнала на входе РФТ (рис. 4) и величины U_{π} ММЦ.

Поэтому, максимальная амплитуда $U_{эл.вх.1}$ - или верхняя граница динамического диапазона РФТ (далее по тексту $V_{эл.вх.макс}$) - с данным ММЦ (Приложение В) при $f_{эл} = f_{эл.нз}$ и $КНИ = 2\%$ может быть определена по формуле 34

$$V_{эл.вх.макс} = U_{п.нг} \times 0,18 = 1,5 \times 0,18 = 0,270 \text{ В} \quad (34)$$

4.6 Заключение.

В соответствии с ТЗ (Приложение А) была разработана схема структурная РФТ (рис. 4). Рассчитанные электрические параметры данного РФТ приведены в таблице 4.

Таблица 4.

Результаты расчётов электрических параметров РФТ (рис. 4)

Наименование параметра	Значение параметра
$f_{эл.нз}$	20 КГц
$f_{эл.вз}$	20 ГГц
$U_{см.ммц}$ при $f_{эл} = f_{эл.нз}$	1,00 В
$Кп.рфт$ при $f_{эл} = f_{эл.нз}$	- 34,2 дБ
$Кп.рфт$ при $f_{эл} = f_{эл.вз}$	- 38,2 дБ
Верхняя граница динамического диапазона РФТ ($V_{эл.вх.макс}$) при $f_{эл} = f_{эл.нз}$ и $КНИ = 2\%$	0,270 В

Список литературы


- [1] - Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А., Тихонов В.В. О применении методов и средств радиофотоники для обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Прикладная фотоника, №1, -Пермь, -2014
- [2] - Parameter analysis of laser emission modulators on the basis of Frants-Keldysh effect [*Issledovanie parametrov modulatorov lasernogo izlucheniya na effekte Franca-Keldisha*]/ Georgobiani A.N. [and others], *Kvantovaya Elektronika - Quantum Electronics*, 1980, V. 7, No. 3, p. 624-626.
- [3] - Sivukhin D.V. General course of physics [*Obshchiy kurs fiziki - tret'e izdanie*]. Moscow, Fizmatlit Publ., 3rd publication. - 2002, - V. 4 "Optics", p. 792 (Pockels, IMC)
- [4] - www.corning.com
- [5] – Лекция №2 на сайте www.radiophotonics.ru
- [6] Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В. О возможности реализации сверхширокополосных аналоговых радиофотонных трактов диапазона СВЧ с положительными коэффициентами передачи // Материалы XVIII координационного научно-технического семинара по СВЧ технике - Нижегородская область, п. Хахалы, -2013.
- [7] Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А. Теоретическое и экспериментальное моделирование сверхширокополосных аналоговых радиофотонных трактов дециметрового, сантиметрового, и миллиметрового диапазонов длин волн // Материалы 2-й Всероссийской научно-технической конференции «Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения и интегрированных систем и комплексов информационного обеспечения Воздушно-космической обороны» - Москва: Радиотехника. - 2014.

Приложение А

Это ТЗ

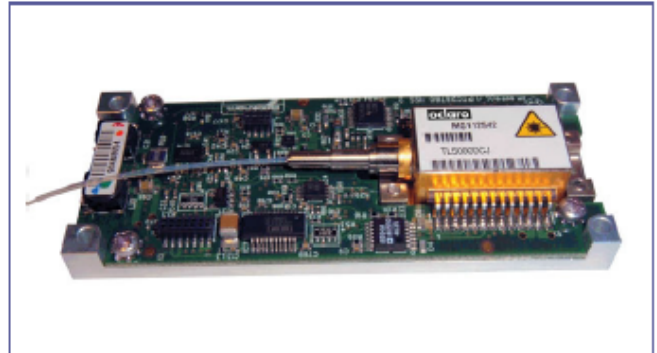
LambdaFLEX™ iTLA TL5000DCJ Integrable Tunable Laser Assembly

Features:

- Full C-Band tunable source (1528-1563nm) based on OIF iTLA footprint
- High power +13dBm EOL
- High speed electronic tuning control (<10ms channel to channel)
- Electronic shutter for dark tuning
- Low power dissipation, 3.8W typical
- Narrow line-width, 5MHz maximum
- Excellent SMSR >40dB
- Low RIN
- Wavelength stabilized for 50GHz or 100GHz ITU-T channel spacing
- Optical power monitor
- FM Dither / Trace tone capability
- Case operating temperature range -5°C to +75°C
- Simple RS232 interface
- RoHS compliant 
- Telcordia Qualified to GR 468

Applications:

- Long Haul/Ultra Long Haul
- Regional Metro
- Test and Measurement



The Oclaro LambdaFLEX™ iTLA is a high performance continuous wave (CW) tunable laser source for use in the C-band window covering 1528nm to 1563nm. Based on the OIF iTLA standard, the laser and control electronics are pre-mounted on a dedicated circuit board for easy production installation. The iTLA features shuttered tuning, trace tone and FM dither circuitry. Comprehensive control and system reporting is provided over the RS232 interface.

The iTLA implements the Oclaro DSDBR wideband tunable laser. This laser is a fully monolithic InP chip designed for high volume, low cost manufacturing. With no moving parts, it is a low voltage electronically tuned device enabling rapid wavelength switching with straightforward control electronics. The integrated semiconductor optical amplifier (SOA) provisions the optical power control and also acts as a shutter to allow dark tuning when reverse biased.

Laser chip operation is at a fixed temperature. Wavelength stability is guaranteed by an internal wavelength locker for control to a 50GHz or 100GHz ITU wavelength grid. Front facet output power monitoring is also provided by the wavelength locker for feedback control through the SOA. The device is provided with polarization maintaining fibre for use with an external modulator.

Optical Characteristics

The following parametric limits detailed are for a case temperature range of -5°C to 75°C.

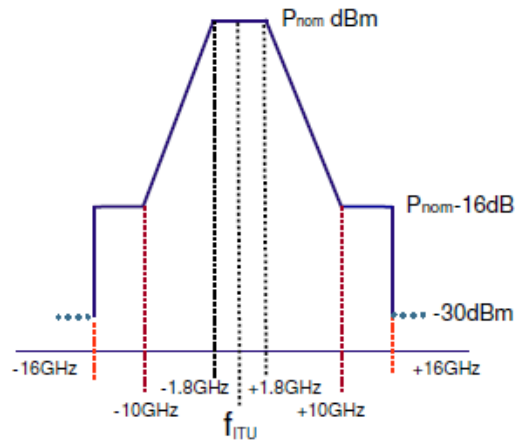
Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Conditions
Output Power	+13	+13.8	+14.5	dBm	EOL
Optical output power tolerance	-0.8		+0.7	dB	Note [5]
Variation in optical output power over the wavelength range		0.3	0.5	±dB	Fixed set power value and fixed case temperature
Frequency Range	191.7		196.1	THz	C band, 89channels, 50GHz spacing.
Wavelength Range	1528.77		1563.86	nm	C Band
No of Channels	89				50GHz spacing
SMSR	40	45		dB	
Linewidth		1	5	MHz	Lorentzian
RIN (10MHz-1GHz) (1-10GHz)			-110 -145	dB/Hz	Average RIN
OSNR	50	55		dB	0.1nm optical bandwidth
Polarization extinction ratio	20			dB	
Return Loss		-50	-40	dB	
Back Reflection Tolerance	-8.2			dB	For RIN <-140dB/Hz
Locked frequency accuracy	-1.8		+1.8	GHz	EOL [4]
Shuttered output power		-35	-30	dBm	
Linewidth for Brillouin suppression	250		1000	MHz	
Brillouin frequency selection	10		100	kHz	Note [1]
Trace Tone Frequency	10		500	kHz	Note [1]
Trace Tone Modulation Depth		4	10	%	
Tuning Speed			10	ms	Various scenarios apply [2]
iTLA 'cold-start' initialisation time			60	s	Note [3]

Notes:

- [1] The Oclaro iTLA incorporates a single onboard oscillator which is used to provide either non-linearity suppression or Trace Tone functionality, but cannot provide both functions simultaneously. However the iTLA MFR1 input can be used to enable an external frequency source to be applied enabling both non-linearity suppression and Trace Tone functionality.
- [2] The Oclaro laser is guaranteed to tune within 10ms which is to comply with the OIF "Application A" (SONET/SDH Protection), however, this applies only for tuning between channels, with or without the laser enabled (host sending the change channel command only). Enabling the laser from a disabled state will take longer, as the tuning has to be executed more slowly, in order to comply with the ramped power vs frequency mask specification. In either case, the host must monitor, process and respond appropriately to the status bits of the iTLA out-bound (module to host) response packet, generated in response to each host command.
- [3] Time required from application of Vcc and Vee supplies for the iTLA to reach an operational state. Complies with the OIF MSA module warm up time.
- [4] Better than specified iTLA OIF MSA V01.1 Applications requirements, section 10.1.2
- [5] Specified over product life, operational temperature range and channel optical power budget.

iTLA Frequency versus Power Mask

The iTLA is guaranteed to comply with the frequency versus power mask shown below. This mask applies during iTLA power enable and disable operations and also during channel changing operations.



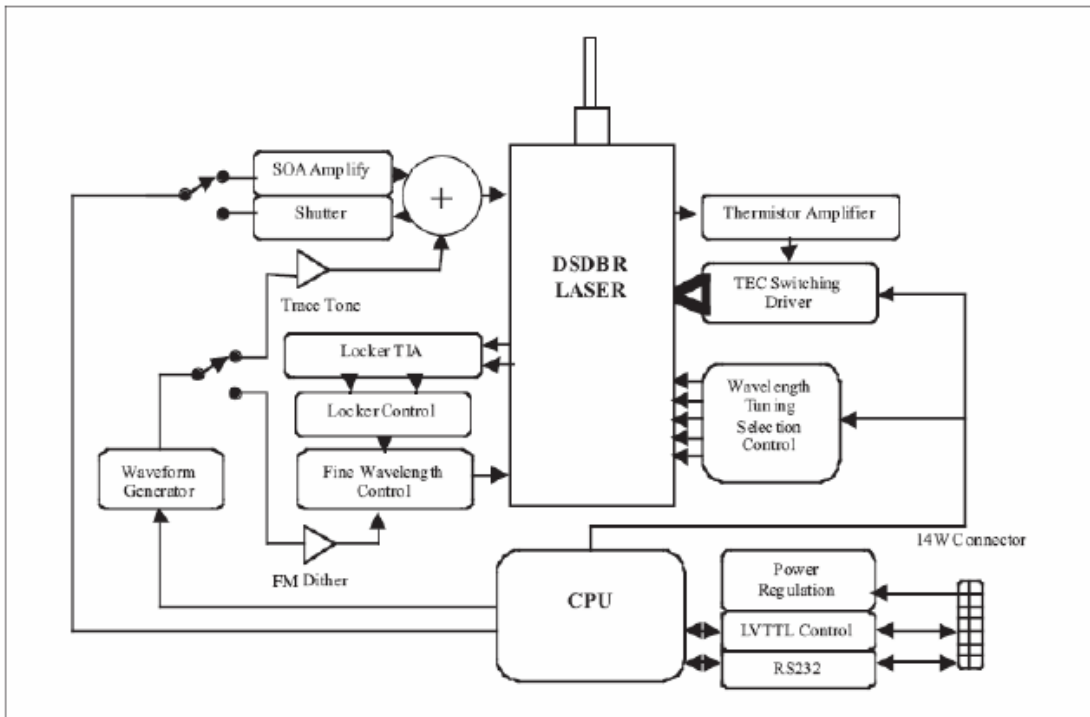
Electrical Characteristics

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Conditions
+3V3 supply voltage	3.15	3.3	3.45	V	
+3V3 supply current		1100	1500	mA	
-5.2V supply voltage	-5.45		-4.94	V	
-5.2V supply current		30	100	mA	For shuttered operation only
Power Dissipation		3.8	5.5	W	
LVTTL Input V_{IN} LOW			0.8	V	
LVTTL Input V_{IN} HIGH	2			V	
LVTTL Output V_{OUT} LOW			0.5	V	
LVTTL Output V_{OUT} HIGH	2.4			V	
Power Supply Noise			1	%rms	100Hz to 20MHz
RS232 Interface	9600		115200	Baud	Default 9600 baud

Environmental Characteristics

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Conditions
Storage Temperature	-40		+85	°C	
Operating Temperature	-5		+75	°C	With suitable heatsink
Operating Humidity	5		85	%RH	
Electrostatic Discharge	500			V	MIL-STD-883, Method 4
Flammability	V0				Fibre coat UL94-HB <1gm mass

iTLA Block Diagram



Connector Signal Function

Name	Function	Active	Description
DIS	Disable Laser	LOW	Optical output terminated
SRQ	Service Request	LOW	Service interrupt poll
MS	Module I/O reset	L→H edge	Resets I/O physical interface
TXD	RS232 transmit data		LVTTTL RS232 Tx
RXD	RS232 receive data		LVTTTL RS232 Rx
RST	Reset	LOW	Laser off, module in reset
MFR1	See note below		Manufacturers connection only
OIF	Reserved	LVTTTL input	For future use

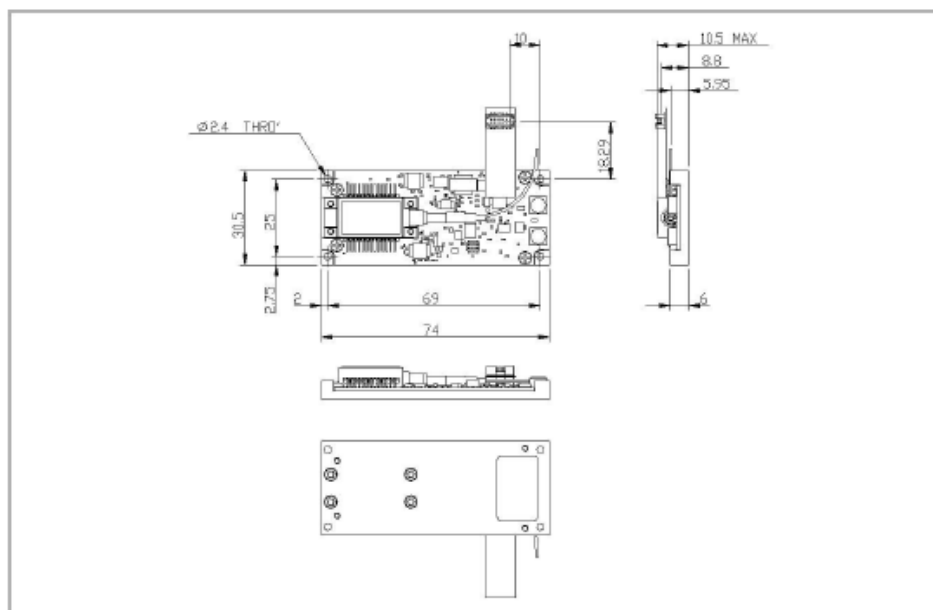
Notes:

This pin can be factory configured to provide an external trace tone input. This allows an external sine wave signal to modulate the laser output power (AM). This input can be used simultaneously with the internal non-linearity suppression dither function.

This input will accept a signal amplitude between 0 and 1Vpp and has a -3dB frequency bandwidth of approximately 3KHz to 2MHz.

The transfer function is not controlled so that the user must monitor the resulting AM and adjust the input signal amplitude so as to produce the required modulation depth. This input is internally AC coupled. Absolute maximum input is 3Vpp.

Mechanical Detail (dimensions in mm)

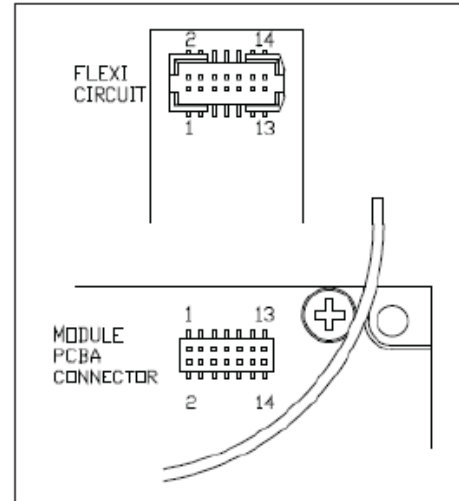


- 14 way Pin Connector designed to mate with Samtec P/N ASP-113466-019 or equivalent.
 - Module attached with 4 X M2 screws, clearance hole in ITLA, threaded in user housing.
- The module should be mounted to a flat heat sink or thermal pathway for correct device operation. The module thermal management should ensure that the case temperature does not exceed 75°C at the worst case end of life dissipation figure of 5.5 Watts.

Physical Connectivity

Pin Out Table

Pin #	Function	Pin #	Function
1	3V3	2	DIS
3	3V3	4	SRQ
5	GND	6	MS
7	GND	8	TXD
9	-5.2V	10	RXD
11	-5.2V	12	RST
13	OIF	14	MFR1



Customer Support and Handling Recommendations

An iTLA evaluation kit is available which provides a hardware platform to test and characterise the Oclaro iTLA. It provides convenient connection for iTLA power supplies, LED power indicators and a selection of module enable/disable and software/hardware reset switches. This kit also includes a convenient GUI software applications interface which enables host/iTLA communications using the OIF MSA recommended packet structure via the RS232 interface, enabling comprehensive control and status interrogation.

Please refer to your local sales representative for iTLA evaluation kit availability.

iTLA product support documents are also available on request. The Oclaro applications document *Handling and Operation Recommendations for the Oclaro Integrable Tunable Laser Assembly (iTLA) D00041-AN*, provides recommendations and advice regarding handling, mounting and operation of the iTLA to enable straightforward integration of the iTLA into a clients' system card.

Optical Fibre

Fibre Length	1400mm +/- 100mm
Fibre coating	900um split loose tube
Fibre Type	PANDA 9/125 polarization maintaining fibre
Minimum Bend Radius	20mm
Connector	FC-UPC

RoHS Compliance



Oclaro is fully committed to environment protection and sustainable development and has set in place a comprehensive program for removing polluting and hazardous substances from all of its products. The relevant evidence of RoHS compliance is held as part of our controlled documentation for each of our compliant products. RoHS compliance parts are available to order, please refer to the ordering information section for further details.

Ordering Information:

TL5000DCJ

FC/UPC connector supplied as standard. This connector is present for testing purposes only. It is expected to be removed by the customer to allow connection splicing.

Evaluation Board Available on request.

Patents

This product is protected by US patent numbers 6,658,035, 6,654,400, 6,687,278, 6,345,135, 7,145,923, 7,394,838 and other patents and applications pending worldwide.

Contact Information

www.oclaro.com

Important Notice

Performance figures, data and any illustrative material provided in this data sheet are typical and must be specifically confirmed in writing by Oclaro before they become applicable to any particular order or contract. In accordance with the Oclaro policy of continuous improvement specifications may change without notice. The publication of information in this data sheet does not imply freedom from patent or other protective rights of Oclaro or others. Further details are available from any Oclaro sales representative.



Caution - use of controls or adjustments or performance of procedures other than those specified herein may result in hazardous radiation exposure.

D00255-P8 Issue 01 November 2009

©Oclaro 2009. Oclaro the Oclaro, Inc. logo, and all other Oclaro, Inc. product names and slogans are trademarks or registered trademarks of Oclaro, Inc. in the U.S.A. or other countries. Information in this datasheet is subject to change without notice.



Products & Services Catalog 2008

For the latest updates, news & products
visit us on the web:
www.covega.com

Please visit our web for the latest product catalog download.

COVEGA Corporation

10335 Guilford Road, Jessup, MD 20794, USA

Main: +1 240.456.7100 Sales: +1 877.226.8342 Fax: +1 240.456.7200

Contact: info@covega.com Web: www.covega.com

Mach-LN™ 058: Low V_{π} Analog Modulator

7.1.2.SP.0058 Rev D

Preliminary Model

Description

The Low V_{π} Intensity Modulator was designed for high performance analog transmission in microwave optical links. Operating frequencies to 20 GHz are supported, with an industry-leading low V_{π} . The Low V_{π} Intensity Modulator is a single-ended drive modulator based on the Mach-Zehnder interferometric architecture, using titanium-indiffused lithium niobate substrates.



Applications

- ✓ Microwave optical links
- ✓ Antenna remoting
- ✓ High-speed test equipment

Features

- Very Low V_{π} (<3.9V at 20 GHz)
- Excellent Performance to 20 GHz
- Long-Term Bias Stability
- Hermetic Packaging - High Reliability - Telcordia GR-468 Compliant
- C & L Band Operation

Ordering Information

LN 058-20-X-X-X					
Part #	Bandwidth	Output Fiber Type	Input Connector	Output Connector	
058	20 = 20 GHz	S = SMF*	S = SC/PC*	S = SC/PC*	
		P = PMF	B = Bare Fiber	B = Bare Fiber	
			F = FC/uPC	F = FC/uPC	
			L = LC/PC	L = LC/PC	
			A = FC/aPC	A = FC/aPC	
			M = Mu	M = Mu	

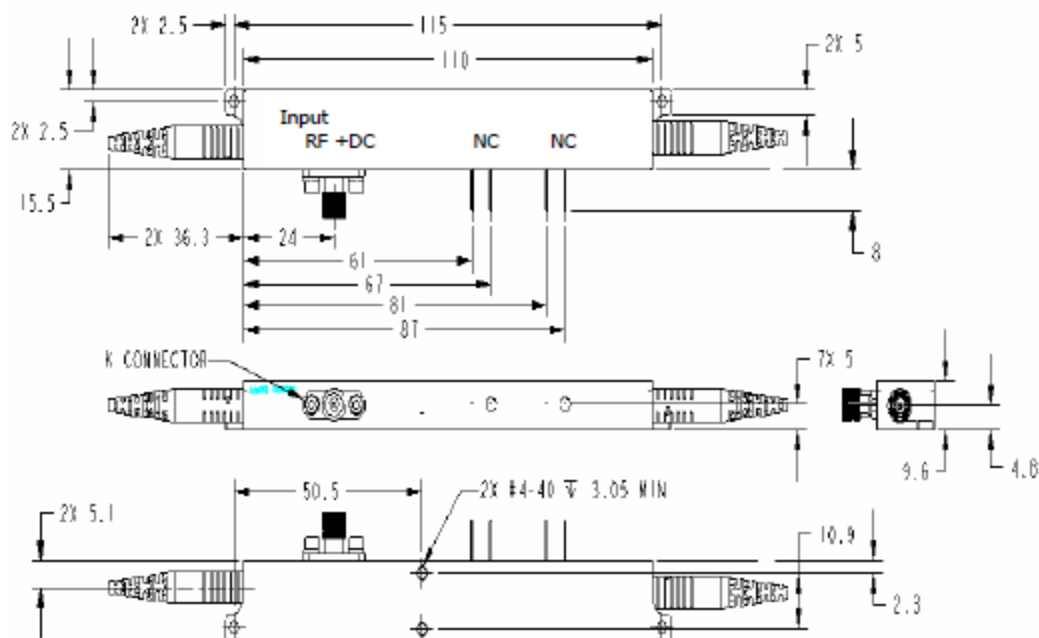
* Default options unless otherwise specified

LN 058

Specifications

Parameter	Min	Typ	Max	
Environmental:				
Operating Case Temperature	0		70	C
Storage Temperature	-40		85	C
Optical:				
Operating Wavelength	1525		1605	nm
Optical Insertion Loss (Connectorized)			5.5	dB
Insertion Loss Variation (EOL)	-0.5		0.5	dB
Optical Return Loss	40			dB
Optical On/Off Extinction Ratio (@ DC)	20			dB
Electrical:				
S11 (dc to 20 GHz)		-12	-10	dB
V_{π} @ 20 GHz		3.5	3.9	V
V_{π} @ DC		1.5	2	V
Mechanical				
RF Connection	SMA Connector			
Bias Connection	Lead Pins			
SPECIFICATIONS ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE				

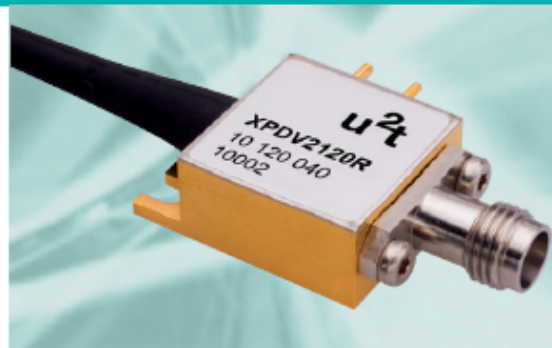
Packaging



Dimensions in mm unless otherwise specified; Tolerances are ± 0.05 (decimals) ± 1 (angles)
 Device used same housing as Mach10 004, with pin re-assignments

50 GHz Photodetector

Product Code: XPDV21xxR(A)



Product Description

The Photodetector XPDV21xxR(A) platform is designed to exhibit an optimized frequency response in both, power and phase. It is ideally suited for OC-768/STM-256 long haul systems. The high power capability of up to 13 dBm allows for use of optical amplification at the detector input resulting in a high output voltage swing of up to 1 V avoiding the need for electrical amplification.

A waveguide integrated pin diode provides an excellent linearity, high responsivity and a superior flatness of the rf response. An integrated biasing and a hermetic package guarantees a very robust and highly reliable component.

Features

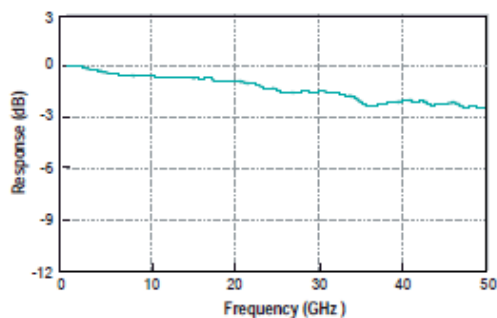
- Highest bandwidth with flat response
- Excellent pulse behavior
- Unsurpassed high-power handling capability
- High responsivity
- Unique on-chip integrated bias network
- Well matched to 50 Ω
- Hermetically sealed package

Applications

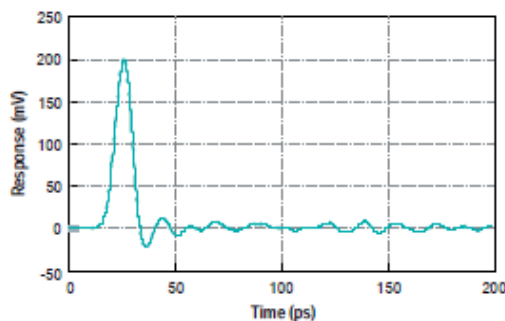
- Communication systems at 40 Gbit/s (OC-768) and beyond
- Microwave photonics up to 60 GHz
- High speed lightwave characterization

Typical Performance

Frequency Response



Pulse Response



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Storage temperature	T_{slg}	non condensing	-40		+85	°C
Photo diode reverse voltage	V_{PD}				3.5	V
Maximum average optical input power	P_{opt}	NRZ			16	dBm
Maximum output peak voltage	V_{Peak}				1.5	V
Electro static discharge	V_{ESD}	C= 100 pF, R= 1.5 k Ω HBM	-250		250	V
Fiber bend radius			16			mm

Operation Conditions

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Operating case temperature range	T_{case}		0		+75	°C
Relative humidity range	RH	non condensing	5		85	%
Operating wavelength range	λ		1480		1620	nm
Average optical input power range	P_{opt}		-20		13	dBm
Photodiode reverse voltage	V_{PD}		2.0	2.8	3.3	V

Optical and Electrical Specifications 1)

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Photodiode DC responsivity @ 1550 nm	R	optimum polarization	0.5	0.65		A/W
Polarization dependent loss XPDV2120R XPDV2150R	PDL			0.3 0.1	0.5 0.2	dB
Optical return loss	ORL		27			dB
3dB out-off frequency XPDV21xxR XPDV21xxRA	f_{3dB}	2)	45 33	50 40		GHz
Output reflection coefficient	S_{22}	0.05 - 50 GHz female V-connector® male V-connector® AC-coupled		-10 -10 -8	-8 -8	dB
Photodiode dark current	I_{dark}	$T_{case} = 25^{\circ}C$		5	200	nA
Pulse width XPDV21xxR XPDV21xxRA		3)		9	10 11	ps

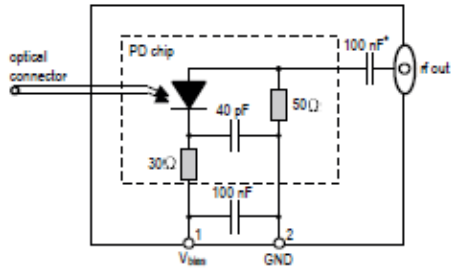
Notes: 1) $\lambda = 1550$ nm, $V_{bias} = 2.8$ V, $T = 25^{\circ}C$

2) Measured using Agilent 86030A 50 GHz Lightwave component analyzer

3) Measured using Tektronix oscilloscope with 50 GHz sampling head

V Connector® is a registered trademark of Anritsu Company.

Block Diagram

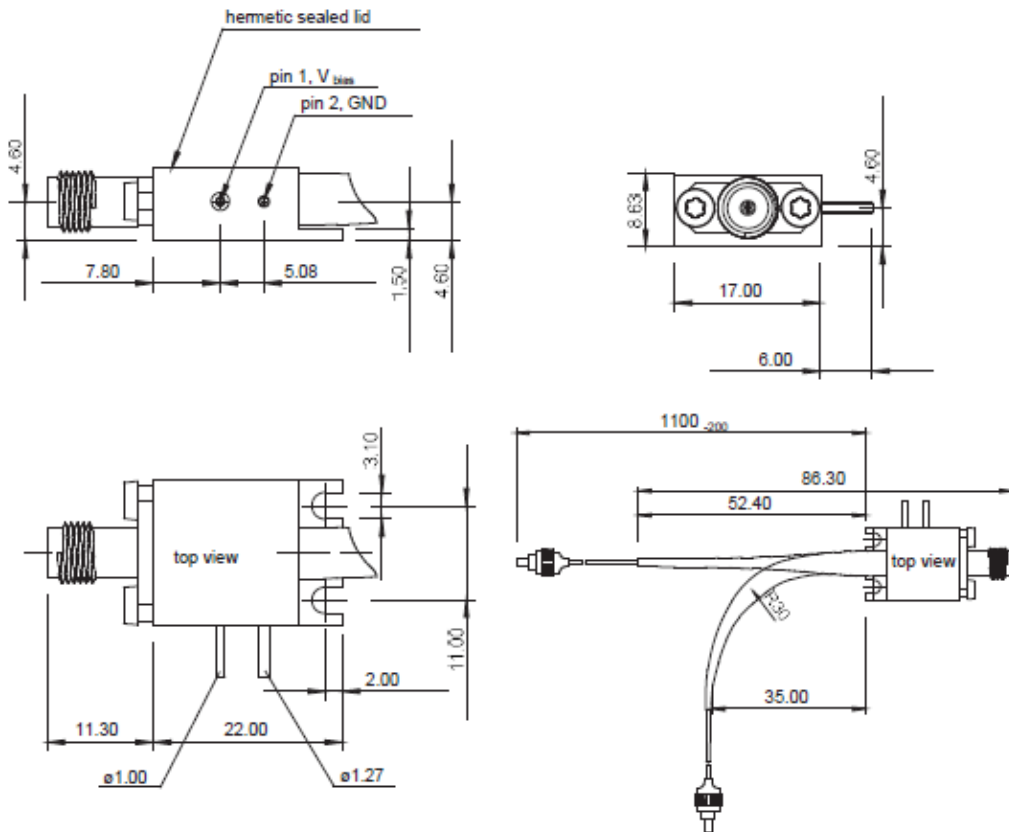


* optional

Pin Description

Pin#	Symbol	Description
1	V _{bias}	bias supply, typ. 2.8 V
2	GND	Case ground

Mechanical Dimensions



All dimensions in mm.

Accessories

BPB-02

All photodetectors are delivered with an easy-to-use battery powered bias-supply - BPB-02. It comes free of charge with each XPDV photodetector. The maximum quantity per order is 5 pcs.

PPS-03

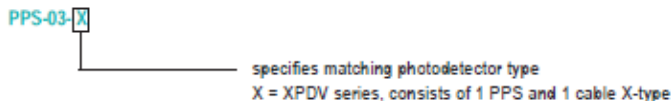
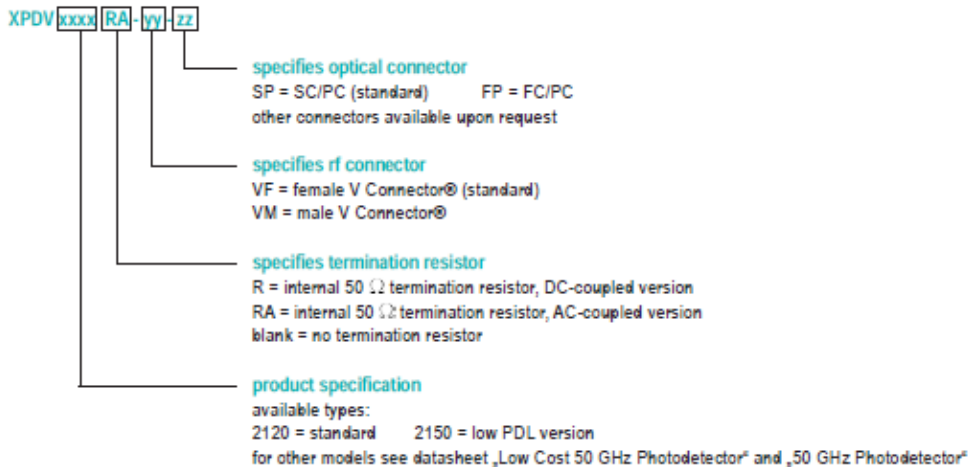
For optimum performance, in particular at high optical input levels, we recommend the use of our separately available photodetector power supply - PPS-03.

Further information can be found in the separate datasheet „Photodetector Power Supply“.



Ordering Information

Please use the following table to select your required configuration of the photoreceiver.



All Photodetector Power Supply versions include two 1.5 V batteries and a BNC-to-female connector plug cable.

V Connector® is a registered trademark of Anritsu Company.

Приложение Д

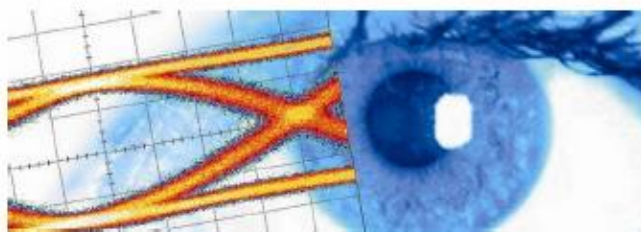


SHF Communication Technologies AG

Wilhelm-von-Siemens-Str. 23D • 12277 Berlin • Germany

Phone +49 30 772 051-0 • Fax +49 30 753 10 78

E-Mail: sales@shf-communication.com • Web: www.shf-communication.com



Datasheet

SHF BT45R

45 GHz Broadband Bias-Tee



SHF reserves the right to change specifications and design without notice – SHF BT45R - V001 – May 29, 2019

Page 1/5



Description

The SHF BT45R bias tee is the RoHS compliant successor of the SHF BT45. It outputs the superposition of the signals applied to the AC and to the DC port. Any existing DC content is blocked from its AC input while the DC input is practically only allowing transmission of pure DC¹.

Based on SHF's air line construction, it offers resonance-free transmission up to 45 GHz. In addition to the low insertion loss, all products have an extremely low group delay ripple.

Applications

- Optical Communications
- High-Speed Pulse Experiments
- Satellite Communications
- Research and Development
- Antenna Measurements
- Data Transmission

Configurations

- A - AC port: 2.92 mm male, AC+DC port: 2.92 mm female
- B - AC port: 2.92 mm female, AC+DC port: 2.92 mm male
- C - AC port: 2.92 mm male, AC+DC port: 2.92 mm male
- D - AC port: 2.92 mm female, AC+DC port: 2.92 mm female

One of above configurations has to be chosen. For more information, please be referred to the mechanical drawing on the last page of this data sheet. The DC-port is always SMA female.

Options

- HV100 - High Voltage (maximum DC voltage extended to 100 V)
- HV200 - High Voltage (maximum DC voltage extended to 200 V)
- HC600 - High Current (maximum DC current extended to 600 mA)
- HC1000 - High Current (maximum DC current extended to 1 A)
- HC2000 - High Current (maximum DC current extended to 2 A)
- HVC100/1000 - High Voltage & Current (maximum DC voltage extended to 100 V and maximum DC current extended to 1 A)

¹ In case a low- and a high frequency signal should be combined a SHF Diplexer (essentially a bias tee with a certain bandwidth in the low frequency path) would be the right choice.



Specifications - SHF BT45R

Parameter	Unit	Symbol	Min	Typ	Max	Conditions
Absolute Maximum Ratings for SHF BT45R without Option						
Maximum RF Input	dBm	$P_{in,max}$			30	average power of a continuous ² signal, 50 Ω load and $f \geq 2 \times f_{low}$
Maximum DC Voltage	V		-16		16	difference between ports and between ports to ground
Maximum DC Current	mA		-400		400	
Case Temperature	T_{case}	$^{\circ}C$	10	25	50	
Electrical Characteristics SHF BT45R without Option (At 25$^{\circ}C$ case temperature)						
High Frequency 3 dB Point	GHz	f_{HIGH}	45			
Low Frequency 3 dB Point	kHz	f_{LOW}			20	
Insertion loss	dB	S_{21}			1.5	< 40 GHz
Input Reflection	dB	S_{11}			-17 -15 -10	>40 MHz <15 GHz <20 GHz <45 GHz
Isolation		dB			-40	
DC Resistance	Ω			3.5		DC to RF port
Mechanical Characteristics						
Connector	Ω			50		2.92mm (K)
Dimensions	mm					please see page 5

In case an option is chosen the following variations to above specifications apply:

Parameter	Unit	No option	HV 100	HV 200	HC 600	HC 1000	HC 2000	HV 100/1000
Maximum DC Voltage	V	-16...+16	-100...+100	-200...+200	-16...+16	-16...+16	-16...+16	-100...+100
Maximum DC Current	A	-0.4...+0.4	-0.4...+0.4	-0.4...+0.4	-0.6...+0.6	-1...+1	-2...+2	-1...+1
Max. Low Frequency 3 dB Point	MHZ	0.02	0.4	2	0.02	300	1000	300
Typical DC Resistance	Ω	3.5	3.5	3.5	3	0.1	0.1	0.1

² 30 dBm (1 W) equals 20 V peak to peak for continuous sinusoidal signals. A pulsed excitation with an average of 1 W and thus having significantly higher peaks is possible.

The maximum RF input power does not change in case a signal is applied to the DC port.

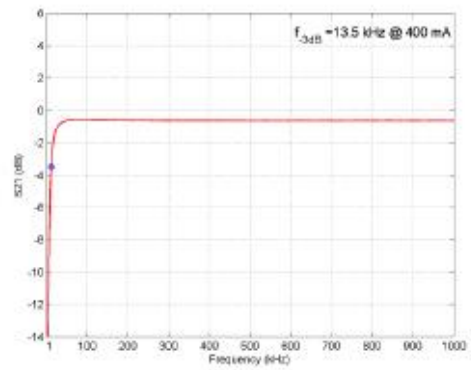
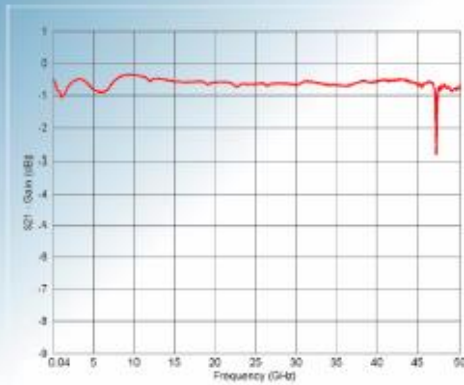
SHF reserves the right to change specifications and design without notice – SHF BT45R - V001 – May 29, 2019

Page 3/5

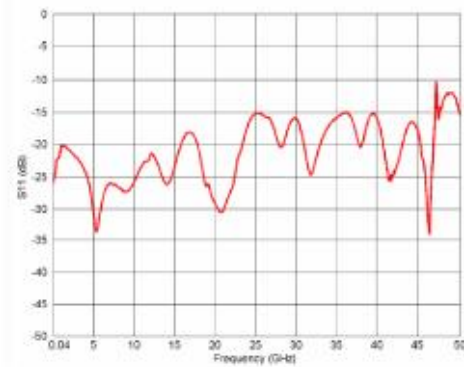


Typical S-Parameters for a BT45R without Option

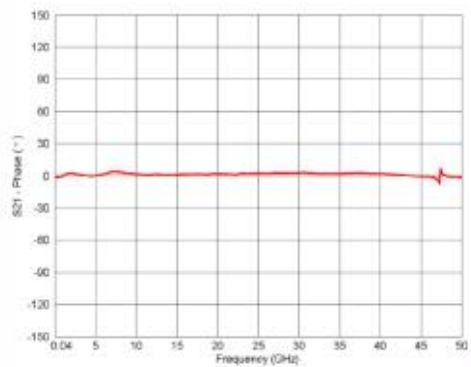
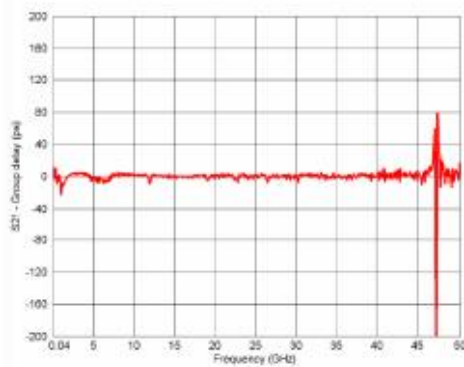
Insertion loss



Input return loss



Group delay and phase response



Aperture of group delay measurement: 100MHz