

## 摘要

微波光子滤波器是在光域内实现对微波信号进行滤波的器件，在 RoF 系统中具有重要的作用。微波光子滤波以其独特的性能成为微波光子学领域内的学术研究热点。本文从三个方面展开对微波光子滤波器的研究：优化算法的研究，结构设计研究，RoF 系统中的应用研究。

在优化算法研究方面，引进了一种新的全局优化算法禁忌搜索算法(TS)来优化设计微波光子滤波器。考虑到滤波器相位响应的重要性，首次将滤波器的相位响应列入优化的范畴。仿真的结果证明了 TS 算法在设计微波光子滤波器应用中的优越性。

在结构设计方面，提出了一种新的实现 flat-top 滤波器的结构设计。这种结构首次将利用 EOM 实现负抽头的方法用于实现 flat-top 滤波器，降低了结构的复杂性。还提出了一种实现多抽头的简单而且经济的方法，其关键在于利用了 FP 激光器输出存在多纵模的特性。并讨论了其可重构性和可能出现的问题，给出了相应的解决办法。

在 RoF 系统中应用研究方面，首次提出并实验验证了利用微波光子滤波器来滤除 RoF 系统中激光器的相对强度噪声和 EDFA 的放大自激辐射 (ASE) 噪声，以达到改善系统信噪比的目的想法。实验结果表明信噪比提高了 1.5dB，RoF 传输质量得到明显地改善。

**关键词：**微波光子滤波器，禁忌搜索算法，flat-top，FP 激光器，噪声抑制

## Abstract

Recently, photonic microwave filters (PMFs), which feature high bandwidth, immunity to EMI, light weight, low loss and so on, have attracted more and more interest. PMFs can filter microwave and radio frequency signals directly in optical domain and have become important components in Radio over Fiber (RoF) system. This dissertation concentrates on the study of PMFs from the following three aspects: the design of PMFs using optimization algorithm, the configuration design of PMFs and the application of PMFs in RoF systems.

In the first part, the problem of synthesis of FIR photonic microwave filters with linear phase response is addressed and a novel method employing Tabu algorithm is proposed. As an illustration of the proposed method in the application of filter design, the optimization of fiber Bragg grating-based photonic microwave filters is demonstrated. Numerical results confirm the efficiency of the proposed method.

In the second part, a new configuration of the flat-top filter is proposed. Two EOMs, which can realize negative tap and simplify the configuration, are used in the flat-top filter for the first time. Besides this, a simple and economical method to realize PMF with multi-taps based on Fabry-Perot (FP) laser is also discussed. The theoretical analysis and the experimental results validate the feasibility of the two proposed designs.

In the third part, a photonic microwave filter based on fiber loop and fiber Bragg gratings (FBGs) is applied in Radio over Fiber (RoF) system to suppress the relative intensity noise (RIN) of laser and amplified spontaneous emission (ASE) noise of erbium doped fiber amplified (EDFA). Experiment results show that the signal noise ratio (SNR) of the system can be effectively improved by using such a noise filter in the system.

**Key Words:** Photonic microwave filter (PMF) Tabu search algorithm flat-top filter Fabry-Perot laser noise reduction

# 第一章 绪论

## 1.1 微波光子学和 RoF 的进展

### 1.1.1 微波光子学

微波光子学产生于上个世纪 70 年代，是伴随着半导体激光器、集成光学、光纤导波光学和微波单片集成电路的发展而发展的<sup>[1]</sup>。微波光子学作为一种新兴的技术，可以被认为是微波技术和光子技术结合的产物，是应诸如微波毫米波在光纤中传输和高速光纤光子链路等应用而产生的<sup>[2]</sup>。光电系统的低损耗和高带宽的特性，使得其在传输和处理微波信号的研究领域备受关注。同时，高性能的光通信系统已经要求在光发送和接受端使用微波技术。正是这两种趋势或者说是推动力量，促使微波光子学的不断发展。

与传统的全电子处理系统相比，微波光子信息处理系统具有体积小，重量轻，成本低，不受电磁干扰，大的动态范围以及超宽带宽等优点<sup>[3]</sup>。基于这些优点，微波光子学受到了广泛的关注，国内外学者在各个方面展开了研究。

微波光子学的研究领域可以分为两类：其一是处理微波信号的光电设备和系统的研究，其二是光电设备和系统在微波信号处理领域的应用研究。具体涉及到用光子技术产生射频微波信号、工作于微波毫米波频率的光子和光电子器件、光控微波器件、在微波毫米波系统中应用光子信号处理技术、光子技术用于高速测量、以及微波毫米波频率的光传输链路等。

微波光子技术在以下几个方面具有潜在的应用前景：

- 1) 传输和微波遥感 (Transmission and Antenna Remoting)。这里主要是利用了微波光子系统中光传输链路比传统的电气传输相比具有低的损耗，以及高带宽的特性。这对于长距离通信的应用例如有线电视和微波遥感尤为有用。同时也能解决人们对于带宽日益增长的需求。
- 2) 信号处理 (Signal Processing)。与其它的技术比如块声波设备，使用光纤延迟线能实现更长的传输延时，可以实现针对更高频率的微波信号的处理能力。其具体应用包括雷达目标模拟器、自由太空光学系统、和微波光子滤波

器。其中微波光子滤波器备受人们的关注。图 1.1 显示一个有源的光纤 Fabry-Perot 滤波器，其在 1GHz 中心频率点处 Q 值能达到 325。

- 3) 雷达束形成 (Antenna Beam Forming)。在相阵列天线中，束是通过调整各个辐射单元之间的相位关系来形成的。虽然通过传统的有源的技术也可以实现其功能，但是其设备往往比较笨重而且损耗也很大。使用微波光子技术可以解决这些问题。
- 4) 其它应用。比如微波信号的产生。

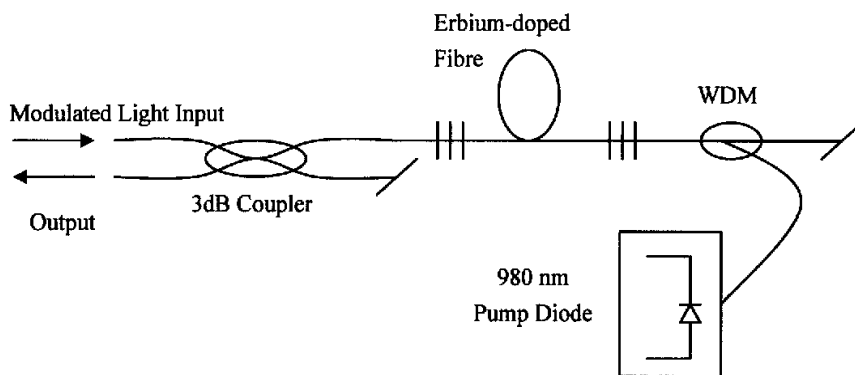


图 1.1 有源的光纤布拉格光栅滤波器

微波光子系统中的核心器件有：具有快速调制能力的光源、合适的传输介质、高性能的调制器、快速的探测器或者光控微波设备。在微波光子产生的初期，这些器件的性能严重的制约其发展，成为其发展的瓶颈。但是随着新型的光源，高调制速率的调制器，低损耗的光纤，EDFA 等的产生，使得这些瓶颈在不断的被克服。而基于广阔的应用前景，微波光子学必将继续日新月异的更新和发展。

包括微波光子滤波器在内的微波光子信号处理技术是当今国际学术界的一大研究热点，这些技术在许多民用和国防工业有着重要的应用。但是在国内，微波光子信号处理这一研究领域还是相对冷门。从应用的角度讲，国内有关部门已经认识到微波光子信号处理技术在国防军工等部门的重要应用，2004 年国家自然科学基金发布的重点项目中就包括光控微波波束形成网络研究，这是微波光子信号处理技术在相控阵天线中的重要应用。因此，加强我国微波光子信号处理技术的基础研究，对我国长远的经济发展和国防工业的进步具有重要的战略意义。

## 1.1.2 RoF

无线通信技术已经进入了一个新的时代。在这个时代，人们已经不在仅仅满足于语音通信，人们渴望得到更加生动有趣的视频通信，并且渴望他们的这种需求能够在任何时候任何地点得到满足。与此同时，随着无线用户的不断增加，现有的频带资源显得捉襟见肘，新的频带资源必须被开发<sup>[4]</sup>。正是人们对于带宽的需求以及频带资源的瓶颈，宽带的无线连接成为了现在学术界的热点。而将光网络融合进无线网络当中，能够轻松的满足人们对于带宽的需求。

解决带宽问题的办法是采用微蜂窝技术。在这种微蜂窝技术中，采用了基于光纤的无线接入的方法，而其中一种就是 Radio Over Fiber 技术，简称为 RoF 技术。RoF 是一种借助于光学器件和技术来传输微波信号的技术。RoF 系统一般由一个中心站和多个远端组成，中心站和远端之间用光纤链路进行连接。图 1.2 是 RoF 的结构体系示意图<sup>[5]</sup>。从图 1.2 中我们可发现，微波信号通过一个光网络在局端(Headend)和远端天线单元(Remote Antenna Unit, RAU)之间进行传输。这样做的好处是可以大大简化远端天线单元或者称为基站的结构，只要包括电光调制和放大功能就行了，从而大大降低在铺设无线网络的成本。被简化的功能被集中到局端进行处理，这样可以实现设备的共享、动态的分配资源、降低系统的运营和维护成本。

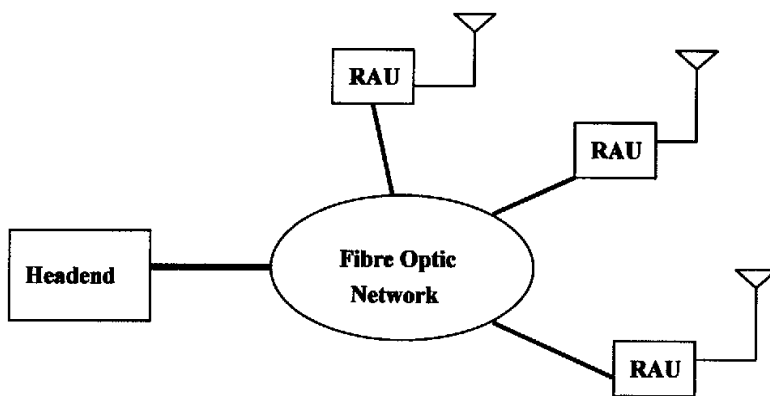


图 1.2 ROF 结构示意图

按下行链路来讲，局端主要进行如下的一些处理：光电转化、下变频、DAC 单元、基带信号 DSP 处理。图 1.3 是局端的结构示意图。从图 1.3 我们可以发现，

在进入局端之前还有一个模块 PMF，这就是微波光子滤波器(Photonic Microwave Filter, PMF)。微波光子滤波器是在光域内对微波信号进行处理的一个应用例子。在光域内进行微波信号的处理因其特有的性质而备受关注。后面的章节将具体介绍微波光子滤波器的内容，这里只是做个铺垫。

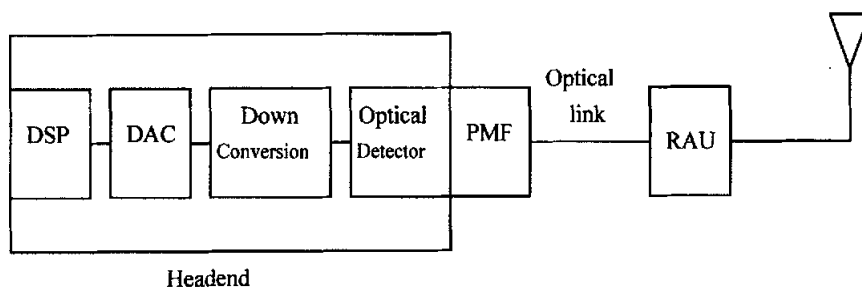


图 1.3 局端的内部结构示意图

RoF 技术的优越性在于：

- 1) 低损耗。微波信号在自由空间中传输会因为吸收和反射作用而衰减，通过传输线进行传输，传输阻抗也会随着频率的上升而增加。因此，在高频信号的有线和无线传输，其损耗都是一个问题，一般都需要使用高价的信号再生设备。而通过使用 RoF 技术，通过调制微波信号到光上，在光纤中传输可以大大降低损耗。
- 2) 高带宽。光纤能够提供巨大的带宽，三个主要的传输窗口（850nm, 1310nm, 1550nm）所提供的总带宽可以达到 50THz。高带宽不仅仅意味着高的传输微波信号的能力，同时也意味着可以在光域进行高速的信号处理，例如滤波、混频、上下变频等。
- 3) 免电磁干扰。免受电磁干扰是光纤通信系统的一个特点。因为电磁干扰会对系统性能产生影响，所以即便是一些短距离的传输，也可能采用光纤连接。
- 4) 便于安装和维护。因为 RoF 系统将基站的一些功能转移到局端，使得基站的结构简单，重量轻，很极大的节省安装和维护的费用。这对于微波通信系统极为重要，因为一个微波通信系统中，基站的铺设和维护成本是主要的成本。
- 5) 节省功率消耗。这也主要归因于使用了结构简单的基站。
- 6) 操作灵活。首先利用微波信号产生技术，RoF 系统对信号的格式透明，这样

就能在一条链路里面提供多种服务；其次通过切换或者调制可以实现带宽的动态分配。

RoF 技术在 1990 年由 Cooper 等提出，经过十几年的发展，其市场规模已经达到了上千万美元，并且有强劲的增长势头。

基于 RoF 的主要应用在于以下几个方面：

- 1) 蜂窝网络。移动通信是 RoF 的一个重要应用领域。采用基于 RoF 的微蜂窝技术能够满足人们对于带宽的渴求，解决信道资源的瓶颈。除此之外，RoF 系统的动态分配资源的能力也能大大改善无线网络的性能。
- 2) 卫星通信。卫星通信是 RoF 技术的第一个实际应用。
- 3) 视频传输系统。视频传输系统是一个比较有希望的 RoF 应用，其中一个例子是多点视频传输服务 (MVDS)。
- 4) 无线宽带服务。无线宽带服务是对固定宽带集成服务数字网络 (B-ISDN) 的一种扩展，使得无线服务的带宽得到极大的扩展。这种服务需要采用微蜂窝的技术。
- 5) 无线局域网。随着手提设备的不断普及，无线宽带接入局域网的需求也不断的增加。高的载波频率和带宽使得在无线宽带接入局域网中使用 RoF 技术成为必要。
- 6) 车辆通信和控制。出于车辆通信和控制的需要，基站的数目会很多，RoF 技术将是一种经济的解决方案。

图 1.4 和图 1.5 是 RoF 在室内无线局域网和汽车通信和控制的示意图。

现在的 RoF 系统一般分为三类：

- 1) RF 在单模光纤中传输(RF over Single Mode Fibre)。
- 2) IF 在多模光纤中传输(IF over Multimode Fibre)。
- 3) Digital 在单模光纤中传输(Digital over Single Mode Fibre)。

这三类各有缺点和优点，第一类的优点是结构相对简单，缺点是要求光器件有好的高频响应和特别铺设的单模光纤；第二类的优点是能克服第一类的缺点，但因为在天线处要进行变频，所以天线的复杂性增加，这部分成本相应增加；第三类对于光器件没有什么特殊的要求，但是天线的结构很复杂，成本也很大。几种可以期待降低 RoF 成本的技术：

- 1) RF 在多模光纤中传输(RF over Multimode Fibre)。
- 2) 光源 VCSEL(Vertical Cavity Surface Emitting Lasers)。
- 3) 调制器 EAM(Electroabsorption Modulator Transceiver)。
- 4) 波分复用器 WDM(Wavelength Division Multiplexing)。

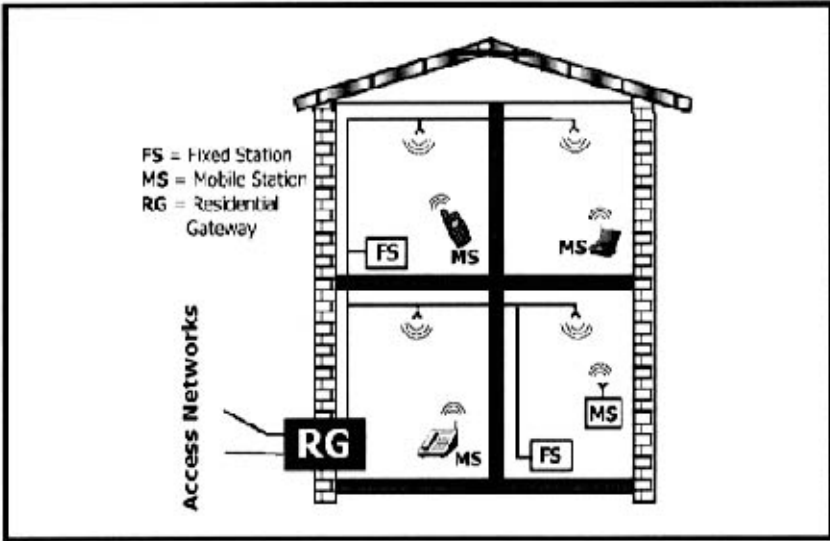


图 1.4 未来室内无线局域网示意图

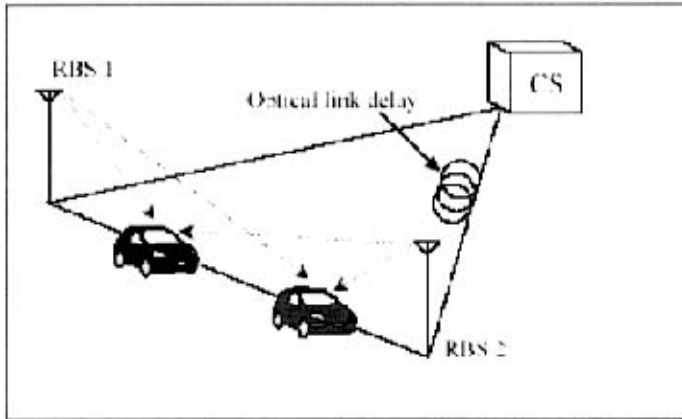


图 1.5 RoF 系统在汽车通信和控制中的应用



## 1.2 微波光子滤波器的介绍

基于光纤的微波光子滤波器是微波光子信号处理技术中的一个重要内容,在超宽带 RoF 系统和相共振雷达等领域中有着重要的应用。

微波光子滤波器的产生基于离散时间微波信号的光处理这样一种思想 (Discrete-Time Optical Processing of Microwave Signals, DOPMS)<sup>[6]</sup>。图 1.6 是传统的 RF 信号的处理方法。传统的处理方法,对于微波信号的处理是在电域进行的。

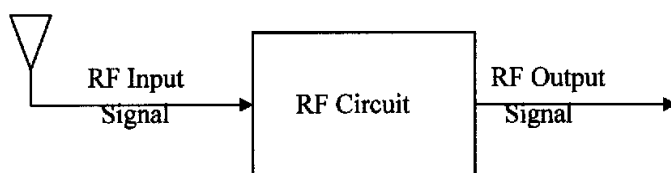


图 1.6 传统的 RF 信号处理方法

这样的一种处理方法存在着以下几方面的问题:

- 1) 糟糕的设计灵活性,一块 RF 处理电路只能处理某一个频带的 RF 信号。一旦频带变了,就需要一块新的电路来处理。
- 2) 电子瓶颈。在电域内处理信号,受到频带和采样频率的限制,称为电子瓶颈。
- 3) 电磁干扰和与频率有关的损耗。

DOPMS 提供了一种可能来解决传统方法所带来的问题。图 1.7 是 DOPMS 的示意图。从天线接收的 RF 信号通过调制器调制到光信号上,RF 信号的处理在光域进行,最后通过光接收器输出微波信号。采用这种方法的优点是:

- 1) 低损耗。
- 2) 高带宽。
- 3) 不受电磁干扰。
- 4) 质量轻。
- 5) 支持高的采样频率。
- 6) 通过使用波分复用技术提供了空间和波长平行的可行性。

滤波器当然是 RF 信号处理中重要的部件,而微波光子滤波器只是将滤波处理转移到光域当中成为光信号处理器中的一部分,其功能与电域的滤波器类似。

微波光子滤波器，其基本原理是通过光纤延迟线(或其他机制)实现相同或不同权重的分枝抽头从而实现滤波功能，其具体的工作原理将在算法设计部分以及结构设计部分进行阐述。微波光子滤波器潜在的应用领域在：地面雷达、宽带无线接入网络、微蜂窝无线通信技术、无线局域网、区域性区域分布服务(LDMS)等，其应用领域的扩展也将随着 RoF 的广泛应用而得到相应的扩展。

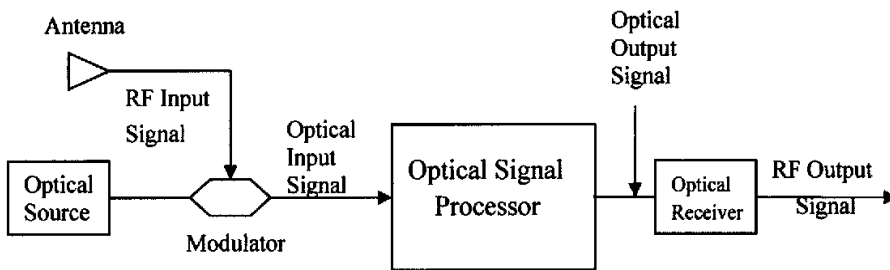


图 1.7 离散时间微波信号的光处理方法

微波光子滤波器的分类方法有很多，按其是否有源，可以分为有源滤波器和无源滤波器；按其抽头数是否有限，可以分为有限响应滤波器(FIR)和无限响应滤波器(IIR)；按其是否相干，可以分为相干型滤波器和非相干型滤波器；按其是否可调谐，可以分为可调谐滤波器和不可调谐滤波器。

影响和限制微波光子滤波器性能的因素有很多，比如说线性度和动态范围、源的相干性、极化特性、正系数、FSR、噪声、可重构性和可调谐性。这些因素是进行微波光子滤波器设计时所关心的问题。因为相干的微波光子滤波器容易受到外界环境的影响，其滤波特性非常不稳定，所以现在的研究都集中于非相干的微波光子滤波器。但这样就产生一个问题，非相干的微波光子滤波器的只能是光强度的叠加，这样就只能实现正抽头，也就是不能设计高通的滤波器。现在如何在非相干的条件下，如何实现负抽头成为了一个热点<sup>[7-11]</sup>。而体现滤波性能的比如说高 Q 值<sup>[12]</sup>、可调谐性<sup>[13-18]</sup>、可重构性<sup>[19-20]</sup>等，也都成为了微波光子滤波器设计中的研究方向，研究成果不断涌现。

除了滤波器结构设计外，也有一些研究开始把注意力转向了微波光子滤波器的算法设计<sup>[21-23]</sup>和应用设计<sup>[24-26]</sup>上。微波光子滤波器的优化算法设计就是使用一种可行的优化算法，来优化滤波器的每个抽头的权值，以得到想要的滤波器响应。

而滤波器的应用设计，则是试图将滤波器应用于系统当中，包括 RoF 系统，来改善系统末一方面的性能。这两方面的研究虽然有所涉及，但是相关的研究还不是很多。

微波光子滤波器的虽然近来成为研究的热点，而且研究的成果也不断涌现。但是现有的结构设计大都比较复杂，成本也比较高，其功能的实现很大程度上取决于某种特殊光子器件的应用以及它的性能。再加上系统级的应用并没有大量的商用化，作为其部件的微波光子滤波器的实际也受到了限制，所以现在的研究还是集中于实验室。不过，随着光子器件的性能和价格不断下降，需求推动的系统级的研究继续深入，相信在不久的将来微波光子滤波器必然能得到广泛的应用。

### 1.3 本文的主要工作和贡献

本文从三个方面展开了对微波光子滤波器的研究：微波光子滤波器的优化算法研究、结构设计和其在 RoF 系统中的应用研究。

在微波光子滤波器的优化算法研究部分中，一种新的全局优化算法 Tabu Search (TS) 算法被第一次用于设计微波光子滤波器。而且基于滤波器的相位响应的重要性，滤波器的相位响应也在设计过程中第一次被考虑进去。通过使用 TS 算法来设计基于 FBGs 结构的微波光子滤波器，验证了使用该算法优化设计微波光子滤波器的可行性和效率。

在微波光子滤波器的结构设计部分，首先提出了一种新的实现 flat-top 的滤波器结构。在这种结构中，使用两个 EOM 来实现正负抽头的结构被第一次用于实现 flat-top 的滤波器，简化了其实现结构。除此之外，一种简单的经济的实现微波光子滤波器多抽头的结构被提出。在这种结构中，利用了 FP 激光器输出的多纵模特性，简化了滤波器的多抽头实现结构，节约了成本。理论的分析 and 试验验证证明了这两种结构的可行性。

在微波光子滤波器在 RoF 系统的应用研究中，微波光子滤波器被第一次提出用来滤除 RoF 系统中光源带来的相对强度噪声 (RIN) 和 EDFA 引起的放大自发辐射 (ASE) 噪声。试验证明，通过在 RoF 系统当中加入微波光子滤波器，可以降低这两种噪声带来的影响，提高系统的信噪比，改善系统的通信质量。

## 第二章 基于 FBG 的微波光子滤波器的算法设计

### 本章概述

FBG, 全称是 Fibre-Bragg Grating, 布拉格光栅。我们知道有两大类的微波光子滤波器<sup>[6]</sup>, 一类是以光纤环作为延迟单元, 一类是以光栅作为延迟单元。以光纤环作为延迟单元的微波光子滤波器实现可调谐性和可重构性上遇到了困难。相比而言, 以光栅作为延迟单元更加具有灵活性, 而且能比较容易实现多抽头, 所以现在的设计绝大多数是基于光栅的。所以我们的设计原型也是基于布拉格光栅的, 但是设计的方法也适用于基于以光纤作为延迟单元的微波光子滤波器。

按照上面所提到的, 微波光子滤波器的算法设计的研究已经有相应的展开, 最早可以追溯到 1998 年 T. A. Cusick 等人使用遗传算法来设计全光的微波滤波器<sup>[21]</sup>。但是, 之后相应的研究并不多, 而且使用的算法也集中于遗传算法。这里, 我使用了另外一种全局的优化算法, Tabu Search (TS) 算法来实现微波光子滤波器的设计。这一章, 我们将介绍基于 FBG 微波光子滤波器的理论模型、TS 优化算法、算法实现滤波器设计的程序描述、以及最后的程序仿真结果。我们会发现使用 TS 优化算法来设计微波光子滤波器是可行的, 并且高效的。

### 2.1 基于 FBG 微波光子滤波器的理论模型

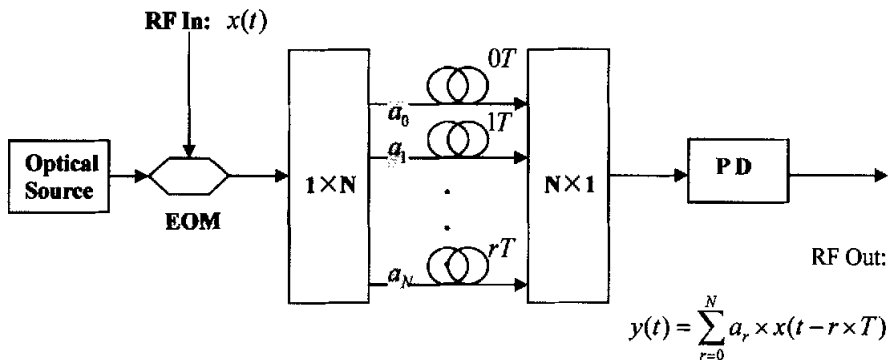


图 2.1 微波光子滤波器工作原理示意图

图 2.1 是微波光子滤波器的工作原理示意图, 这个示意图是基于单光源的结构, 在原理上对于多光源也是同样的。从这幅图, 我们可以看到: RF 信号  $x(t)$  经过一个电光调制器 EOM (Electronic and Photonic Modulator) 调制到光上, 然后经过一个分光部件, 把光分成  $N$  条支路。在每条支路中, 光强受到了可控的调节  $a_r$ , 并且经过一定不同的延时  $rT$ ,  $r = 1 \sim N$ 。接着这  $N$  束光被集成成一束光, 通过光探测器 PD (Photonic Detector), 最后输出 RF 信号。输出 RF 信号的表达式是:  $y(t) = \sum_{r=0}^N a_r \times x(t - r \times T)$ 。比较输入和输出信号, 我们可以得到微波光子滤波器的传输函数:

$$y(t) = \sum_{r=0}^N a_r \times x(t - r \times T)$$

对应的频域响应为:

$$H(f) = \sum_{r=0}^N a_r \times \exp(-j \times 2\pi \times r \times f \times T) \tag{2-1}$$

从传输函数的频域响应我们可以看出, 决定滤波器响应的两个重要因素是每一路的权重  $a_r$  和延时  $rT$ 。权重  $a_r$  决定了滤波器的形状, 而  $T$  决定了自由光谱范围 FSR (Free Spectral Range),  $FSR = \frac{1}{T}$ 。延时单元的区别, 就形成了上面所提到的两类微波光子滤波器。我们将延时单元替换为布拉格光栅, 就可以得到图 2.2 的微波光子滤波器结构图。当然基于布拉格光栅的结构有很多, 这里只是举这样一个例子来说明问题, 其原理都差不多。

$$H(f) = \sum_{r=0}^N a_r \times \exp(-j \times 2\pi \times r \times f \times T) \tag{2-2}$$

从传输函数的频域响应我们可以看出, 决定滤波器响应的两个重要因素是每一路的权重  $a_r$  和延时  $rT$ 。权重  $a_r$  决定了滤波器的形状, 而  $T$  决定了自由光谱范围 FSR (Free Spectral Range),  $FSR = \frac{1}{T}$ 。延时单元的区别, 就形成了上面所提到的两类微波光子滤波器。我们将延时单元替换为布拉格光栅, 就可以得到图 2.2 的微波光子滤波器结构图。当然基于布拉格光栅的结构有很多, 这里只是举这样一个例子来说明问题, 其原理都差不多。

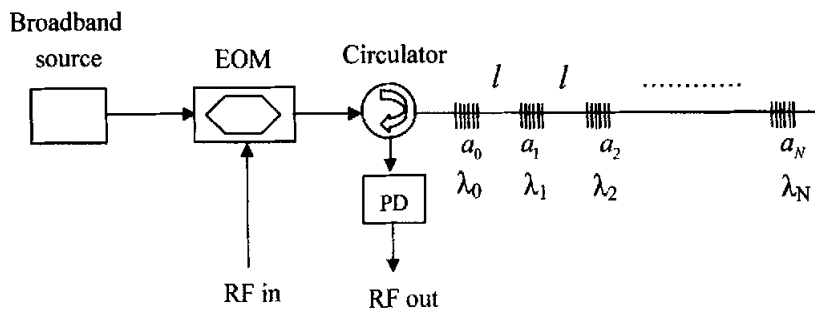


图 2.2 一个经典的基于 FBG 的微波光子滤波器结构

从图 2.2, 我们可以看到调制器之前和图 2.1 一样, 调制器出来后的信号进入了一个环行器, 然后进入了一个光栅阵列。在光栅阵列当中实现了延时和对不同抽头的权值也就是  $a_i$  的控制。下面解释一下, 延时和权值控制是如何实现的。从图 2.2, 我们可以发现这里用的是宽带光源, 经过调制后的宽带光进入了光栅阵列。光栅阵列是由多个光栅组成, 每个光栅的中心反射波长都不一样, 而且相邻的两个光栅之间有个固定的距离间隔。这样, 经过调制的宽带光进入光栅阵列后, 就根据波长的不同, 被切割成和光栅数目相同的光束, 光束的宽度由光栅的反射带宽决定。而每束切割光因为反射点的不同, 到达环行器入口相邻之间都有一个时间差, 这样就形成了不同光束的延时差。比如, 光栅阵列中的第一、二个光栅的中心反射波长是  $\lambda_0$ 、 $\lambda_1$ , 则宽带光中波长为  $\lambda_0$  附近的光在第一个光栅处被反射, 而波长为远离  $\lambda_0$  的光则透过第一个光栅, 其中包括波长为  $\lambda_1$  的光。在第二个光栅处, 波长为  $\lambda_1$  的光被反射, 以此类推。这样被反射的  $\lambda_0$ 、 $\lambda_1$  的光之间因为反射点的不同, 相邻之间就有了一个延时差。对照微波光子滤波器的传输函数, 我们可以发现, 基于光栅的微波光子滤波器结构, 它的权值由光栅的反射系数  $a_0$  决定, 而  $T$  由光栅之间的距离  $l$  决定。  $T$  与  $l$  之间的关系是:  $T = \frac{2 \times n_{eff} \times l}{c}$ ,  $n_{eff}$  是有效折射系数 (effective refractive index),  $c$  是真空下光速。

之前, 提到了微波光子滤波器的系数  $a_i$  决定了传输函数的形状, 而  $T$  决定了 FSR。下面举个例子来形象的说明这两点。图 2.3 显示了不同的窗函数, 也就是不同的系数及其对应的传输函数的幅度响应。左上的传输函数的系数  $a_i$  取自汉宁窗, 左下是其传输函数的幅度响应。右上的系数取自汉明窗, 右下是其传输函数的幅度响应。这两幅图的  $T = 1/3 \times 10^{-9}$  s, 相应的  $FSR = 3$  GHz。改变  $T = 1 \times 10^{-9}$ , 则  $FSR = 1$  GHz, 其结果显示于图 2.4。

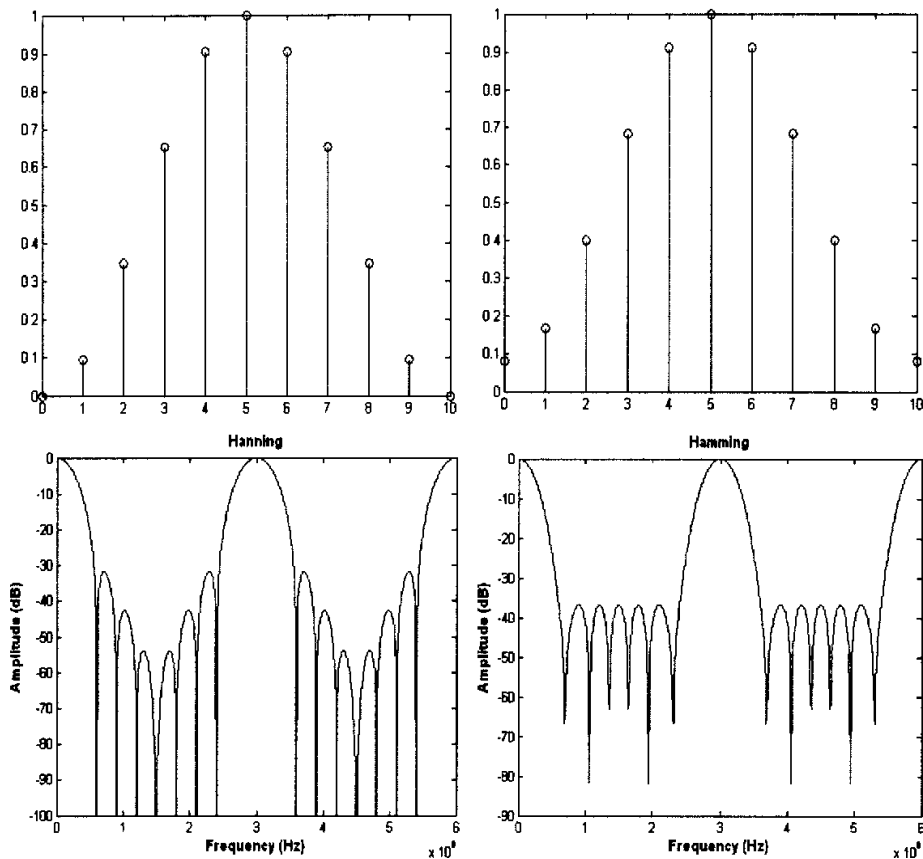


图 2.3 不同窗函数及其传输函数幅度响应  
左：汉宁窗，右：汉明窗

从上面的分析，我们可以清楚的知道，传输函数的幅度响应形状只决定于系数，或者映射到基于 FBG 的微波光子滤波器结构当中，决定于 FBG 的反射系数。那么，如果我们想得到某以形状的微波光子滤波器响应，我们就必须找到一组反射系数来作为制作 FBG 的参数。当然对于反射系数，其范围不是任意的。因为现在的微波光子滤波器多工作于非相干状态，所以多路光的叠加是光强的叠加，所以发射系数不可能是负值。受到非负抽头限制的滤波器在性能上也相应的受到限制。首先，非负抽头的滤波器无法实现高通滤波器。其次，同是设计低通滤波器，其设计出来的滤波器性能也会较差。当然现在也有一些技术被提出来实现非相干工作状态下的负抽头，但这些技术都不是很成熟，或者成本都比较高。所以下面的设计将反射系数限制于正系数，为了比较也将提供对反射系数没有正限制的结果。另外，限于制作工艺，FBG 的反射系数不能太小，而且发射系数的精

度也不可能太大。

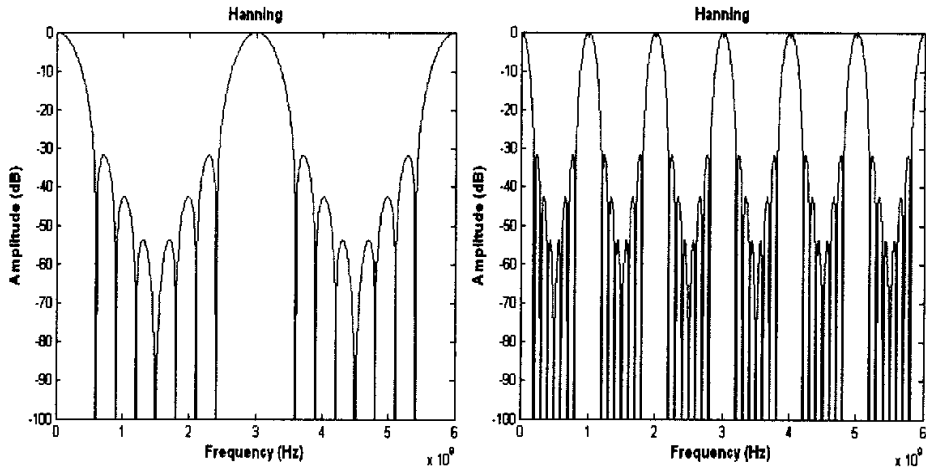


图 2.4 改变 T 不同的汉宁窗传输函数幅度响应  
左:  $T=1/3 \times 10^{-9}$ s, 右:  $T=1 \times 10^{-9}$ s

## 2.2 Tabu Search(TS)优化算法的介绍

Tabu Search(TS) 是一种后启发式优化算法(Metaheuristic), 它由 Glover 于 1986 年提出<sup>[27]</sup>, 作为解决非线性覆盖问题的优化工具。现在, TS 优化算法被用于许多领域, 比如分配问题<sup>[28]</sup>、能量的分配<sup>[29]</sup>、图形划分<sup>[30]</sup>、通信<sup>[31]</sup>以及 VLSI<sup>[32]</sup>等, 并且在一些领域被认为比模拟退火算法和遗传算法更加省时间和优化结果更好, 比如多最小值问题<sup>[33]</sup>、带宽组包<sup>[34]</sup>、无线通信<sup>[35]</sup>中的一些问题。



---

```

Input :          一个优化问题
Definitions :
    X      :   可行解的集合
    F      :   目标函数
    N(x)   :    $x$  的领域,  $x$ 属于 $X$ 
    Tlist  :   Tabu表
    Afun   :   激励方程
    Max    :   相邻两次优化之间的最大间隔
Initialization :
    设  $i = 0$ ;
    设定初始解  $x_i$ ,  $x_i$ 属于 $X$ ;
    初始化 Tlist和激励方程Afun;
    初始化当前最优解 $best=x_i$ ;
    初始化最优解的目标函数值为 $bestc=F(best)$ ;
    初始化最优解对应的循环次数 $besti=i$ ;
Body
    While ( $1-besti < Max$ ) {
         $i=i+1$ ;
        找到 $N(x_{i-1})$ 中最优解 $x_i$  ( $x_i$ 不满足禁忌条件
        或者满足禁忌条件但激励方程使其无效);
        if ( $f(x_i) < bestc$ )
        {  $best=x_i$ ;  $bestc=F(best)$ ;  $besti=i$ ; }
        更新Tlist和Afun;
    }
    output
         $best$  and  $bestc$ ;
END

```

---

图 2.5 基本 TS 算法的框架

图 2.5 是基本 TS 算法的框架。从这幅图里,我们可以发现 TS 思路并不复杂。首先是初始化的过程,在这个过程中,要设定算法中的一些重要的变量的初值。这些变量包括,迭代的次数  $i$ 、初始解  $x_i$  及相应的领域  $N(x_i)$ 、最优值  $best$ , 最优值的开销  $F(best)$ 、得到最优解的迭代次数、Tabu 表和激励方程。这里有两个 Tabu 算法里面的重要的概念,就是 Tabu 表和激励方程。Tabu 表的作用就是防止优化过程困于局部最优解。其原理就是将满足禁忌规则的最优值放入 Tabu 表中,使得这些值不能在后面一定次数的迭代中成为下一次用来产生领域的解,当过了一

定的迭代次数后, 将其从表中释放。这样就可以在一定程度上解决困在局部最优解的问题。虽然, 采用禁忌规则和 Tabu 表能够防止优化过程困在局部最优, 但同时也产生了一个问题, 就是这样做会使得搜索丢失一些最优解。因为在 Tabu 表中的元素在某次迭代的时候他的开销比现有的最优解的开销还要小, 但是因为在 Tabu 表中, 所以就失去了再次成为最优解的能力, 也就使的优化过程损失了一个最优的情况, 而这可能是最后的最优解。TS 算法提出了另一个概念来解决这个问题, 就是激励方程。如果满足激励方程, 则不论该解是否在 Tabu 表中, 都能成为该次迭代的最优解。比如, 某个解在 Tabu 表中, 本来它没有能力成为该次迭代的最优解, 但是如果它又满足激励方程, 那么它就可以暂时的从 Tabu 表中释放出来, 而成为该次迭代的最优解。这样就解决了最优解丢失的问题。初始化后, 就是进入了一个循环, 如果满足一定的条件则执行循环体内的命令, 如果不满足则结束循环并输出最后结果。在循环体内的操作主要是在当前最优解的邻域中找最优解, 这个最优解必须是不满足禁忌条件或者满足禁忌条件但激励方程使其暂时无效的。将这个最优解的开销和之前的最优解的开销进行比较, 如果前者比后者小, 则更新最优解, 对应的开销和记录迭代的次数。更新当前解, Tabu 表和激励方程。

## 2.3 TS 优化算法的程序实现及其结果分析

### 2.3.1 优化设计建模

在写程序前, 我们还要做的工作是将基于 FBG 的微波光子滤波器设计建模, 使其能够用程序实现。按照之前提到的, 我们要优化的对象是传输方程的系数, 也就是 FBG 的反射系数  $a = \{a_0, a_1, a_2, \dots, a_r\}$ , 而优化的目标是找到一组  $a$  使得其  $F(a)$  最小。这里我们定义  $F$  为:

$$F(a) = \int_{f_{pass}} \left[ |H(a, f)| - T_{pass} \right] df + \int_{f_{stop}} \left[ |H(a, f)| - T_{stop} \right] df \quad (2-3)$$

其中,  $a$  是 FBG 反射系数组成的向量,  $H(a, f)$  是滤波器的传输函数,  $T_{pass}$  是滤波器通带的要求,  $T_{stop}$  是滤波器阻带的要求。优化的目的是得到  $\min(F(a))$ , 也

就是使得优化得到的滤波器幅度响应和目标响应的差值最小。因为  $a$  中元素的值有个限制范围，所以优化的目的最终可以表示为：

$$\begin{cases} \min \{F(a)\} \\ s.t. 0 \leq a_r \leq 1, r = 0, 1 \dots N \end{cases} \quad (2-4)$$

知道了，优化的对象和优化的目标，我们还必须对优化过程中用到的一些元素进行定义。

首先是初始值的产生。根据 TS 的在其他领域的使用经验，可以得出 TS 算法的优化效果受到初始值的影响，在不同的初始值下，得到的优化结果会相差很大。所以合理得到或者设定初始值显得十分重要。这里使用了随机产生或者人为设定相结合的方法来产生初始值。也就是先采用随机产生的方法来得到初始值，如果效果不好再使用人为设定的方法来得到。这么做不见得是什么高明的手法，但现在确实也没有一个比较统一或者合理的初始值产生方法。

其次是邻域的产生的方法，这里采用了公式产生的方法。在公式产生方法定义如下：

$$a_{new}(i) = (1 - \lambda) \times a_{lower}(i) + \lambda \times a_{upper}(i), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2-5)$$

这里， $a_{new}(i)$  是新产生领域中某个向量的第  $i$  个元素或者方向， $\lambda$  是  $0 \sim 1$  之间的随机数， $a_{lower}(i)$ 、 $a_{upper}(i)$  的定义如下：

$$\begin{cases} a_{lower}(i) = \max(x_i, a_{cur}(i) - h_j \times (y_i - x_i)) \\ a_{upper}(i) = \min(y_i, a_{cur}(i) + h_j \times (y_i - x_i)) \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (2-6)$$

其中  $x_i$ 、 $y_i$  是在第  $i$  个方向的最小值和最大值， $a_{cur}(i)$  是当前值的第  $i$  个方向，也就是产生领域的初始值， $h_j$  是归一化的邻域范围。做上述的限定是为了使得产生的邻域不能超出合理的值范围，而且尽量使得产生的邻域更加能覆盖到更多的范围而且使得搜索的效率更高。

还有就是 Tabu 表的属性设定，禁忌准则和激励方程的规定。这两个也是影响仿真结果的重要因素。对于 Tabu 表的属性，我们规定 Tabu 表是一个先进先出的表，它有一个合适的长度，满足禁忌准则的并且不满足激励方程的解被放入表中，并在规定的几个循环内不能成为下一次产生邻域的初始解。在规定的几个

循环后，表中的解将被释放，重新获得成为下一次产生邻域的初始解的能力。为了不丢失最优解，对 Tabu 表做了补充，就是即便解被困于表中，如果满足激励方程，那么这个元素将被提前释放。禁忌准则就是每一次产生的邻域中的最优解将被放入 Tabu 表中，以防止优化过程困于局部最优解。激励方程规定为，如果邻域中产生的最优解比到目前为止的最优解的开销还要小时，如果这个解在 Tabu 表中，它将被提前释放，并且作为下一次产生邻域的初始解，更新当前最优解。Tabu 表和激励方程每次都要更新，因为总有向量要进或者出 Tabu 表，每次循环当前的最优解都可能变化。

最后就是对循环结束的判断，按照图 2.5 的框架，循环的结束是以没有更新最优解的循环次数和之前设定的最大值进行比较，如果超过设定最大值的循环次数最优解都没有更新，那么判定为循环结束，输出最优解。我们当然也可以这么做，但是有一个问题，这样的设定比较难以估计运算的时间，也可能很难预先估计的到的结果能否满足我们的要求。我们也可以采用直接以优化的结果进行判断，当优化结果满足一定条件时循环结束，因为很多时候我们不愿意为了得到超过要求的最优解而花费更多的并可能是漫长的时间。我们也可以采用按循环次数作为判断结束的标准，这样我们可以对于运算时间进行很好的控制，但是不能保证运算的结果是否能满足要求。对于不愿意花太多时间在等仿真结果的人，这可能是方便的方法。这样，我们就对算法的程序实现时一些重要的因素进行了定性和定量的规定，下面我们就来做个仿真试验，并且分析一下我们得到的结果。

### 2.3.2 仿真实验及其结果分析

假定我们要得到一个低通的滤波器，它的性能要求是：

- a):  $f_{pass} \times T = 0 \sim 0.15$ ，通带的归一化带宽是 0.15；
- b): 通带内的波动不能超过  $0 \pm 3dB$ ；
- c):  $f_{stop} \times T = 0.35 \sim 0.5$ ，阻带的归一化带宽是 0.15；
- d): 阻带的抑制要超过  $-20dB$ 。

我们设定 (2-6) 式中的  $x_i$ ,  $y_i$ ,  $i=1,2,\dots,N$ ，分别为 0 和 1，这样就等于把反射系数设定为正系数。为了简化程序实现，将  $h_j$  设定为统一的 0.001，这相

当于得到反射系数的精度。禁忌表的长度设定为 30，禁忌时间为 30 个循环次数。程序结束的标志为循环次数达到 400 次，在每个循环当中处理的是当前解的整个邻域。这样设定主要是为了节约仿真时间。

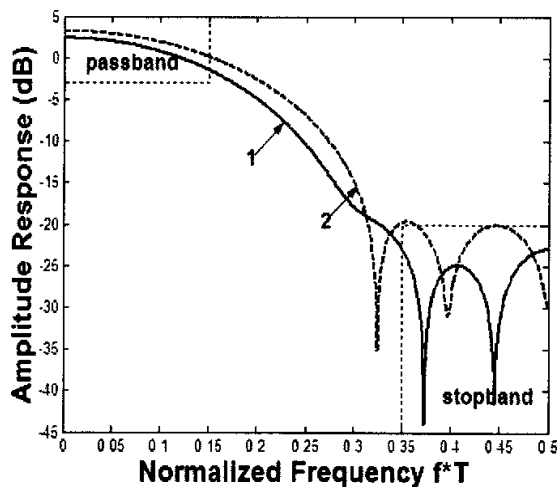
在仿真的过程中，我先后使用了 Matlab 和 C 语言来实现优化设计。之所以后来换为 C 语言来实现，是因为 C 比 Matlab 的运算效率更高，可以节省很多的时间。Matlab 的实现虽然比较简单，但是如果 FBG 的数量过多，也就是向量的方向太多，它就无法支持了，其运算时间是你无法忍受的。图 2.6 是仿真得到的其中一组结果，(a) 是滤波器的幅度响应，(b) 是滤波器的相位响应。幅度响应中曲线 1 设定  $0 \leq a_r \leq 1$ ，为了使得到的反射系数更易于制作，在曲线 2 中设定好  $0.1 \leq a_r \leq 1$ 。比较这两条幅度响应曲线，我们可以发现曲线 1 不论在通带还是在阻带的响应上，都比曲线 2 要好，这主要是因为它限定的范围比较宽松，也就是优化空间更大，当然结果要好。从 (b) 的相位响应曲线可以看出，两个滤波器的相位响应都不是线性的，尤其是在阻带区间内。之所以会产生这种情况是因为，之前的仿真并没有对滤波器的相位响应做响应的限定，但是在某些应用中，比如通信领域，对于相位还是很敏感的，所以我们就有必要对滤波器的相位响应进行限定。其实要实现线性相位的滤波器很简单，只要滤波器的脉冲幅度左右对称就行了。这样我们将 (2-4) 式进行相应的修改就能得到线性相位的滤波器的目标函数：

$$\begin{cases} \min \{F(a)\} \\ \text{s.t. } 0 \leq a_r \leq 1, r = 0, 1 \dots N, r \text{ 以中间两边对称} \end{cases} \quad (2-7)$$

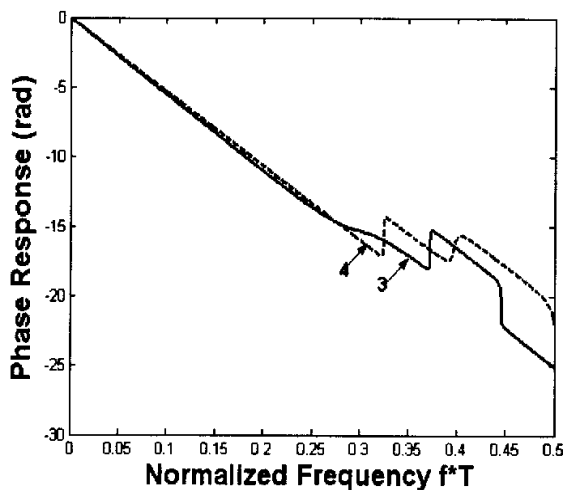
经过仿真，我们得到图 2.7，因为 FBG 的反射率左右对称，所以只列出了左边一半和中间值。这样，曲线 1 有 13 个 FBGs，曲线 2 有 11 个 FBGs。和图 2.6 一样，(a) 是滤波器的幅度响应，(b) 是相位响应。从 (b) 的相位响应，我们可以看到，不论在通带还是在阻带，滤波器的相位响应都是线性的。

前面的仿真，我们都把滤波器的抽头限定为正值，原因是要实现负抽头一般要求滤波器的类型是相干的，但是相干的滤波器很容易受到环境因素的影响，所以其滤波效果是很不稳定的。现在虽然也提出了一些结构，通过利用光子器件的特性来实现非相干的带有负抽头的滤波器，但相对来说结构比较复杂，灵活性不够。所以这样的限定是比较符合现在的情况的。但我们有理由相信，随着光子器

件的发展,越来越多的负抽头的结构会被提出,负的限制将完全的被破除。所以下面的仿真我们将抽头的范围放宽到负值。图 12 是相应的仿真结果,其显示的幅度响应图,因为对称,所以只列出了左边一半和中间值。



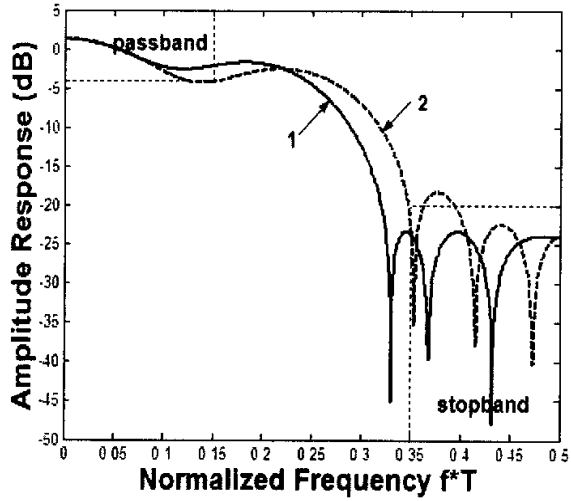
(a)



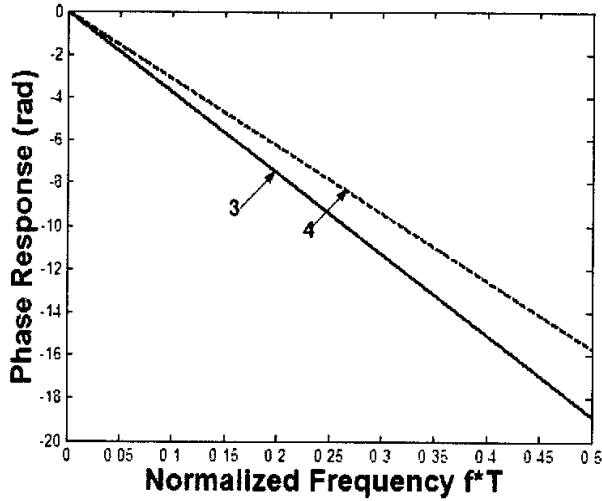
(b)

图 2.6 滤波器的幅度响应和相位响应

(a): 幅度响应, 曲线 1:  $0 \leq a_r \leq 1$ ,  $a = \{0.059, 0.224, 0.415, 0.472, 0.353, 0.168, 0.042\}$ ,  
 曲线 2:  $0.1 \leq a_r \leq 1$ ,  $a = \{0.101, 0.353, 0.597, 0.596, 0.350, 0.100\}$ ; (b): 相位响应



(a)



(b)

图 2.7 相位限制滤波器的幅度响应和相位响应

(a) 幅度响应, 曲线 1:  $0 \leq a_r \leq 1$ ,  $a = \{0.023, 0.068, 0.059, 0.004, 0.057, 0.267, 0.395..\}$ ,  
 曲线 2:  $0.05 \leq a_r \leq 1$ ,  $a = \{0.050, 0.100, 0.051, 0.050, 0.244, 0.386..\}$ ; (b) 相位响应

比较图 2.8 和图 2.6、2.7, 我们可以发现图 2.8 的滤波器响应比后两者要好很多, 这是优化范围放宽所带来的必然结果。这也是为什么现在负抽头微波光子滤波器实现成为这个领域的一个热点的一个重要原因。负抽头意味着理论上可以实现各种形状的滤波响应, 包括高通, 带通的滤波器, 而且各种滤波器的形状可以更理想。

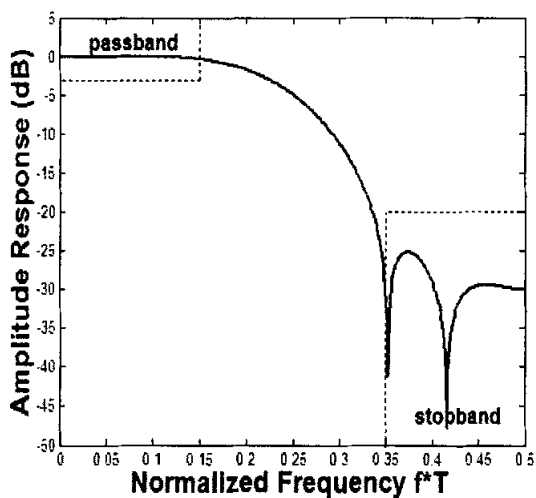


图 2.8 带负抽头的线性滤波器幅度响应

$$-1 \leq a_r \leq 1, \quad a = \{0.004, 0.009, -0.020, -0.057, 0.420, 0.298, 0.447.. \}$$

## 本章小结

总结前面的叙述，我们可以说，TS 优化算法能够非常有效的来优化设计微波光子滤波器，可以满足各种限定条件下的优化任务，其优化效果在仿真结果中大家可以看到。当然，使用 TS 算法来设计微波光子滤波器还有很多后续的工作可以做。第一，TS 算法中的一些因素对优化结果的影响很大，比如说初始值，Tabu 表的长度，领域的产生方法等。研究如何找到一种合理的这些因素的产生方式，或者找到这些因素是怎样影响优化结果的，影响的方式如何等，将会是十分有趣并且有挑战性的工作。第二，虽然 TS 算法在其他许多领域都被证实比模拟退火算法和遗传算法有更好的优化效果和效率，但是在微波光子滤波器设计方面还没有进行这样的比较，限于时间因素我没有去做这个工作，但是为了证明 TS 算法的优越性，这样的工作还是有必要的。第三，可以继续寻找其他的优化算法来设计微波光子滤波器，我想谁都不会介意有更多的选择来做同一件事。



## 第三章 微波光子滤波器的结构设计

### 本章概述

在微波光子滤波器的研究中,其结构设计一直备受研究人员的关注。原因很简单,微波光子滤波算法的研究是基于其结构来进行的,比如第二章的算法设计是基于 FBG 滤波器结构的,也是为结构设计服务的,算法得到的优化结果使得结构设计的一些细节问题能够得到解决,比如 FBG 的反射率等。而微波光子滤波器的应用在很大程度上也决定于结构的好坏。现状是,一些应用因为受到其结构的限制,结构过于复杂,成本高,其性能也不能达到相应的要求而不能有效的开展。所以,可以说微波光子滤波器的结构设计在整个微波光子滤波器研究领域起到了一个呈上启下的决定性作用,也研究的水平直接关系到整个领域的发展。

为了使大家对微波光子滤波器的结构设计有个整体的了解,这一章会先对其整体的研究状况做一个大体的介绍,然后提出一些自己在结构设计上的想法,相应的也会有理论上的支持和试验上的证明,最后对于以后可以继续深入研究工作提出自己的一点意见。

### 3.1 微波光子滤波器结构设计研究简介

#### 3.1.1 两类微波光子滤波器基本结构的介绍

基于前面介绍,我们讨论的微波光子滤波器的结构都是非相干的。现在一般按延迟单元的不同,把微波光子滤波器的结构分为两类:第一类是使用光纤环作为延迟单元,称为 fibre delay line filters(FDLFs);另一类使用光纤光栅来实现延迟功能,称为 fiber grating delay line filters(FGDLFs)。

图 3.1<sup>[36]</sup>是 FDLFs 的一个例子,我们通过这幅图的来介绍以光纤作为延迟单元的微波光子滤波器。图 3.1 中我们可以发现这里采用了直接调制的方式来实现 E/O 转化,使用 RF 信号直接调制宽带光源。经过调制的光信号分成两路,一路进入了可变的延迟线单元,一路直接达到光探测器。虚线部分显示了可变延迟线

单元的结构。其主要由阵列波导光栅(AWG)和光纤延迟线组成。单波长的光进入 AWG 根据其波长进入不同的支路,在每条支路里光纤环的长度是不一样的。经过 AWG 延迟后的光输出,通过光探测器进光电转换后和直接进行光电转换的一路合成,这样就形成两个抽头的 FIR 滤波器。通过条件光源的波长,控制光进入 AWG 的不同的支路,使得这一路的延迟发生变化,也就是实现了可调谐的功能,即 FSR 随着光源的波长的变化而发生变化。从这个例子中,我们可以知道以光纤环作为延迟单元是这一类滤波器的特点,将光信号分成几路,每一路经过不同长度的光纤环来实现不同的延迟,最后实现滤波的功能。

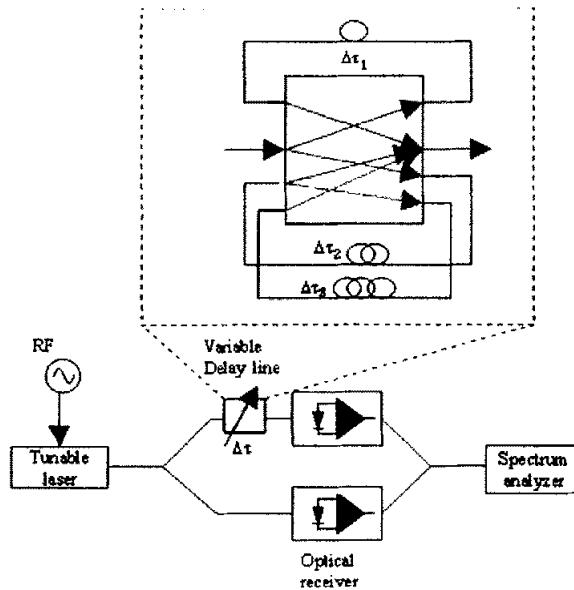


图 3.1 基于 AWG 的可调的 FDLF

对于 FDLFs 的研究主要集中于 1980—1990 年之间,并且在这个期间产生了一些为其服务的特殊器件,比如  $2 \times 2$  的耦合器、星形器等。受到器件的限制,这个时期 FDLFs 无法实现可调谐和可重构的特性。在 20 世纪 90 年代中期,随着光放大器的出现,FDLFs 具备了实现上述特性的条件。于是,具有可调谐性的各种结构被提出。虽然具体实现上会有所差别,但基本上可以归为下面几类结构:基于可调光源和高色散系数长光纤、基于阵列波导光栅和多个光纤环、基于被切割的宽带光源和高色散系数长光纤。也有具备可重构的特性的 FDLFs 被提出,比如在其中采用混合电光的方法、用可调的衰减器等。也有人把注意放在实现高边带抑制上,通过使用宽带光源切割和高色散系数技术,实现了边带抑制达到了

35dB<sup>[37]</sup>。

事实上，虽然现在也有关于 FDLFs 的研究成果出来，但是因为其在实现可调谐性和可重构性上，没有光栅来得方便，所以现在的研究更多的集中于基于光栅延迟结构的微波光子滤波器，也就是 FGDLFs。基于光栅延迟结构的微波光子滤波器基本结构我们在第二章已经介绍过了，这里就不再重复了。但是为了和 FDLFs 做一个比较，这里还是给出了图 3.2<sup>[38]</sup>。从这幅图中，我们可以看到滤波器的 FSR 由相邻的两个 FBG 之间的距离控制，而每个抽头的权值由每个 FBG 的反射系数决定。所以，我们要得到一定形状和 FSR 的滤波器，只需要控制 FBG 之间的间距和每个 FBG 的反射系数就行了，这在第二章得到了证明。

FGDLFs 能够很容易的实现多抽头，图 3.2 是一个例子，当然还有其他更巧妙的结构设计，可以成倍的增加抽头数，而多抽头意味着高 Q 值。并且每个 FBG 的反射系数可以单独控制，这样就很容易实现各种各样的窗函数。FGDLFs 也很容易实现可调谐的特性，具体的实现方案大体可以分为几类：可调谐光源加合理设定 FBG 的位置和反射波长、可调光源加啁啾光栅、光源阵列加光栅阵列。FGDLFs 的可重构性基本上还是需要靠多光源或者加衰减器的方式来实现，实现起来也不是特别方便。

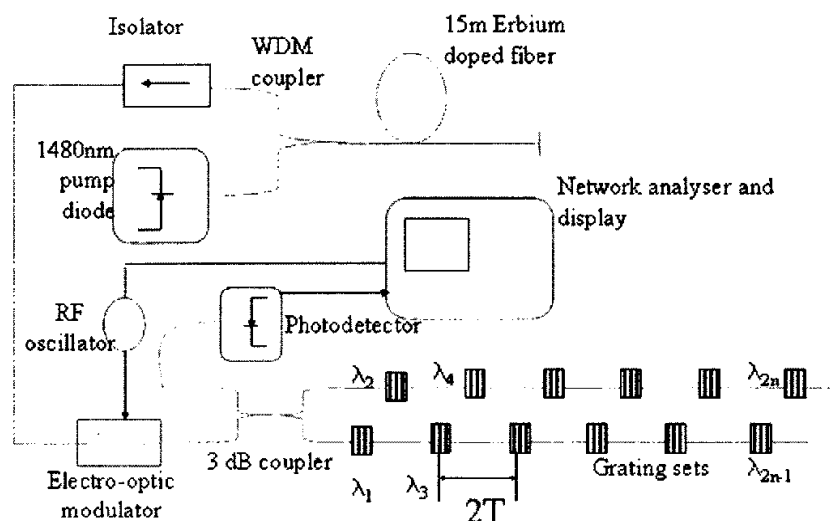


图 3.2 多抽头的 FGDLF

这样的两种分类并不是绝对的，现在也出现了将两种结构结合在一起来实现高 Q 值的结构，如图 3.3<sup>[12]</sup>。这种结构既有有源的 IIR 结构的 FGDLF 又有无源

的 FIR 结构的 FDLF，最后的滤波器响应为这两个滤波器的效果叠加从而得到了极高的 Q 值。

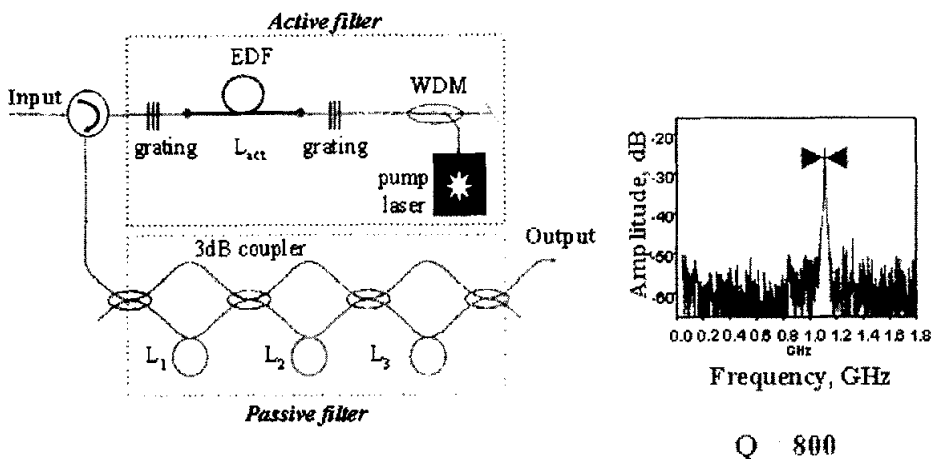


图 3.3 FDLF 和 FGDLF 混合结构

### 3.1.2 微波光子滤波器结构设计中需要克服的困难

为了使得设计的微波光子滤波器的结构能够满足设定的要求，需要注意一些问题，还要克服不少困难。这些问题和困难可以按产生的域的不同分为两类，一类是光域中的问题，另一类是电气域中的问题。

在光域中，微波光子滤波器结构设计中遇到的问题有：

- 1) 滤波频谱的周期性：会限制 RF 的带宽，可能导致频谱的重叠；
- 2) 正系数的问题：受到非相干条件的限制，抽头系数只能为正；
- 3) 光纤的非线性：光源功率过大可能引起非线性导致自相位调制、交叉相位调制、四波混频和受激布里渊色散和拉曼色散；
- 4) 极化问题：在非相干工作环境下也可能发生不同抽头的相干干扰问题；
- 5) 有限的 FSR：因为满足非相干的工作条件的一个问题是，FBG 之间的间距必须长于光源的相干长度，导致了 FSR 受到限制；
- 6) 可重构性：可以解决的办法不多，而且成本都比较高；
- 7) 可调谐性：提出了许多解决方案。

在电气域中，微波光子滤波器结构设计中遇到的问题：

- 1) RF 信号的增益：这里的增益指输入的 RF 信号和输出 RF 信号之比；
- 2) 噪声问题；

3) 交调特性：主要是指三阶交调问题。

对于这些问题，都有相应的研究，也提出了不少解决的方法，有些成为了结构设计中的热点，这里就不展开来说了。

### 3.1.3 微波光子滤波器结构设计中的热点问题

其实，热点问题和难点往往是相辅相成的，在有价值的前提下，研究的目的就是问了解决难点，而这些难点往往会成为研究人员的共同的兴趣。

现在，微波光子滤波器的结构设计热点问题应该是负抽头滤波器、可调谐和可重构滤波器的实现。关于可调谐和可重构滤波器，在上面我们提到了许多，这里就不再说了。这里主要介绍一下负抽头滤波器的研究情况。

我们知道，非相干的微波光子滤波器一般只能实现正抽头，这样的限制对于微波光子滤波器的应用可以说是致命的。因为只有正系数的滤波器只能实现低通的滤波功能，而且其滤波形状受到了极大的限制，滤波效果往往不太理想，这在第二章的比较中，我们可以明显的看出来。所以负抽头实现的问题一直都是微波光子滤波器设计中的热点问题。这方面的研究在 20 世纪 80 年代就已经展开，但在最近才获得重大的进展。下面简要的介绍一下现有的几种负抽头的实现方式。

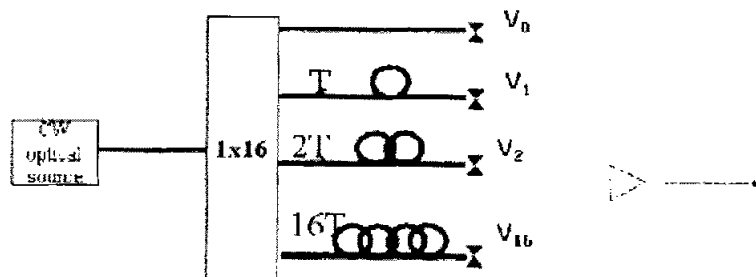


图 3.4 差分探测是实现负抽

1) 初期的负抽头实现的出发点基本是以光电结合的方式进行的，称为差分探测的方法。图 3.4 是其实现示意图。其原理是将抽头分为两部分，一部分实现正抽头，一部分实现负抽头。这两部分分别被输入到两个光探测器中，由这两个探测器实现两路在相位上相差  $180^\circ$ 。所以，这种方法的负抽头是在电域上实现的。这种实现方法缺陷很明显，价格比较贵、滤波性能受到电子设备的性能的影响、有源的设备带来额外的噪声影响。

2) 利用半导体光放大器(SOA)的非线性来实现负抽头。这里利用了 SOA 的交叉增益调制和交叉相位调制的非线性现象。图 3.5<sup>[9]</sup>显示了其实现结构图。这种结构的结构比较复杂, 很难实现可重构性能和多抽头结构。

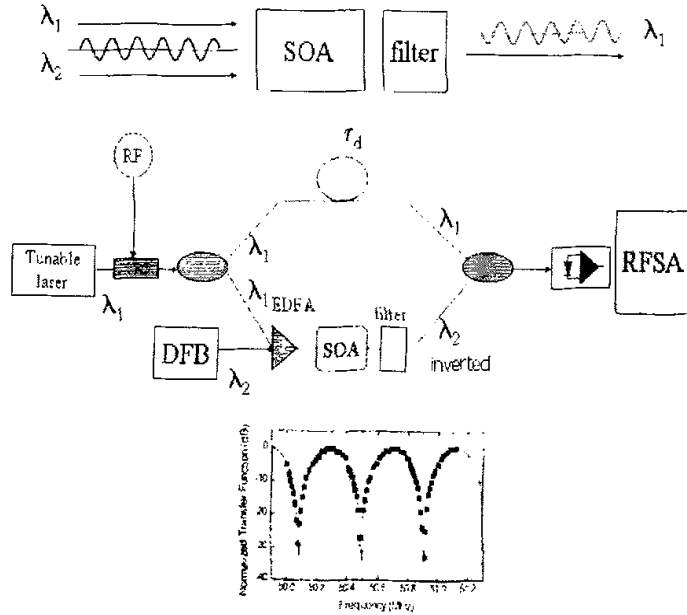


图 3.5 基于 SOA 非线性效应的负抽头实现结构图

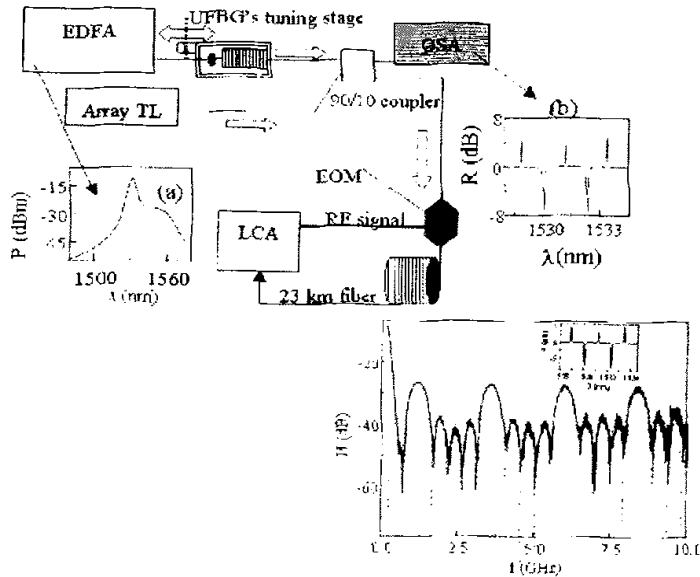


图 3.6 基于宽带光源切割的负抽头实现结构

3) 基于利用光栅切割宽带光源加多个可调光的结构实现负抽头。这种结构通过

利用窄的光栅切割宽带光源,使其在一定波长出现光功率的凹槽,再加上多个可调激光器使其出现光功率的峰值,合成的光源经过延迟线,实现负抽头。这种结构的优点是不受带宽的限制、滤波器可以重构、极化不敏感。缺陷是在低频有个直流信号,还有就是很难实现多抽头,因为受到光源数量的限制。图 3.6<sup>[10]</sup>给出了实现结构图。

- 4) 利用电光调制器的传输函数正负线性斜率部分来实现反相位调制实现负抽头,这种结构将在后面的章节中详细介绍。

## 3.2 微波光子滤波器结构设计实践

这个小节我将会介绍自己在微波光子滤波器结构设计中的一些想法,并且给出相关的理论论证和试验结果。试验结果因为受到试验条件的限制可能不是那么好,但足以说明问题。

在滤波器结构设计时的出发点是,符合微波光子滤波器结构设计方向,利用现有的试验条件,设计出能实现负抽头的、结构简单的滤波器、具有特殊应用的滤波器。

### 3.2.1 flat-top 微波光子滤波器的设计

设计 flat-top 微波光子滤波器的目的是为了使得滤波器的通带相应比较平坦。下面介绍一下所设计的 flat-top 微波光子滤波器的工作原理。图 3.7 是其结构图。

从图中,我们可以发现这个结构中有两个滤波器组成,第一个由一对耦合器组成。耦合器两臂互联,两臂有个长度差,这样分别经过两个调制器调制后的光经历了不同的延时,也就形成了滤波器,这是一个简单的 2 个抽头的 FIR 滤波器,其特殊性质下面再具体分析。第二个滤波器是由一对光栅来实现的。这两个光栅的中心反射波长和光源的波长相同,第一个光栅是半透半反射型的,其反射系数为  $R_0$ ,第二个光栅是全反射型的,其反射系数  $R_1$  为 1。这样进入光栅对的光,在第一个光栅处一部分被反射,一部分透射,然后经过第二个光栅全部反射回,又经过第一个光栅透射,每一次发射或透射的输出的时间间隔都相同,这样就形成了一个 IIR 滤波器。而最后的滤波器传输函数由这两个函数合成。

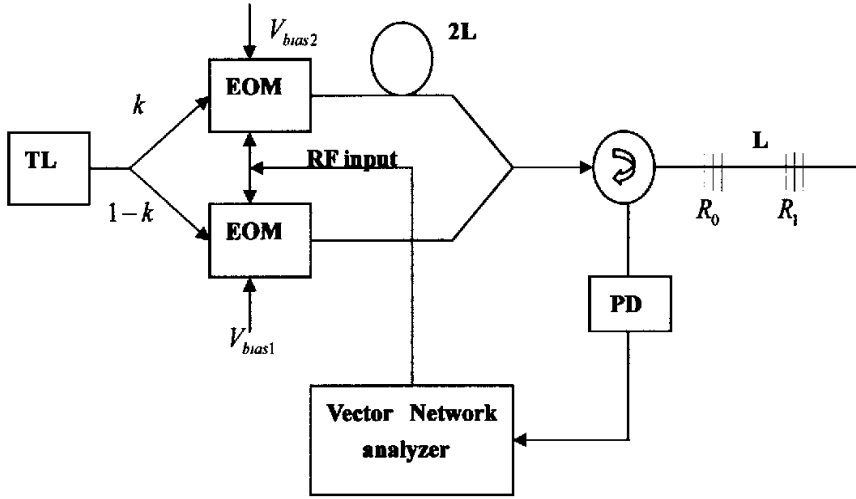


图 3.7 flat-top 微波光子滤波器结构图

现在，我们虽然知道了这个结构中有两个滤波器的存在，但是为什么这两个滤波器的叠加能够实现 flat-top 的微波光子滤波器呢？那我们先来分析一下如何才能实现 flat-top 的滤波器。有两个条件：第一，这两个滤波器的 FSR 必须一样，这样才能保证叠加之后滤波器的周期等于原来的周期。第二，这两个滤波器的正好相差  $180^\circ$ ，这样一个滤波器的波峰对应另一个滤波器的波谷，两个滤波器叠加才能将其中一个滤波器的峰值变平坦。对于第一个要求，我们可以很容易从上述结构图中发现，对于两个滤波器的相邻两个抽头的间隔也就是时延差都进行了严格的控制，耦合器两臂之间的光纤的长度必须等于两个光栅之间的长度的两倍（因为是往返距离）。这样就保证了两个滤波器的 FSR 是一样的。而第二个要求的实现正是我们要着重提出的，就是利用了电光调制器 EOM 的独特性质在第二个滤波器实现了负抽头。这样就可以实现两个滤波器响应相差  $180^\circ$ 。

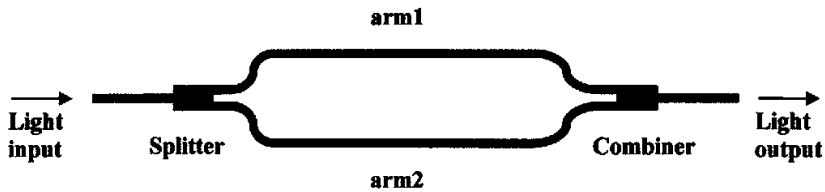


图 3.8 Mach-Zehnder 调制器内部结构示意图



我们来解释一下为什么电光调制器能够实现负抽头。图 3.8<sup>[39]</sup>显示了 Mach-Zehnder 调制器的内部结构图。我们可以发现光输入后，由分束器分成两路，分别进入调制的两臂。其中至少有一臂要设计成 EO 波导，使得外加的电压能够调制光相位。这里我们只分析一臂被设计成 EO 波导的情况，因为手头的器件是这样的。然后两路的光信号通过一个结合器合成一路输出。输出的光的幅度可以由下式表示：

$$A_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} (A_1 e^{i\phi_1} + A_2 e^{i\phi_2}) \quad (3-1)$$

这里  $A_1$ 、 $A_2$  分别是两臂的光的幅度， $\phi_1$ 、 $\phi_2$  分别是两臂光相位延迟。这样，输出的光功率是：

$$P_{out} = |A_{out}|^2 = \frac{1}{2} [A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\phi_1 - \phi_2)] \quad (3-2)$$

输入的光功率为：

$$P_{in} = A_1^2 + A_2^2 \quad (3-3)$$

则调制器的光强传输函数经过一定变换后表示如下：

$$T_{MZ} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{2} [1 + b \cos(\phi_1 - \phi_2)], \quad b = \frac{2A_1 A_2}{A_1^2 + A_2^2} \quad (3-4)$$

式中的相位可以分为两部分，一部分是没有加电压是光信号本身的相位差  $\phi_0$  另一部分是因为引入了电压后产生的相位差可以表示为：

$$\Delta\phi = \gamma \Delta n \frac{2\pi}{\lambda} L \quad (3-5)$$

其中  $\Delta n$  是光学指数在有源波导层的变化， $\gamma$  是光学限制因子， $\lambda$  是波长， $L$  是调制长度。其中  $\Delta n$  又可以表示为：

$$\Delta n = \frac{1}{2} n_0^3 r_y \frac{V}{d} \quad (3-6)$$

将(3-6)式代入(3-5)时可以得到：

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{\lambda} n_0^3 r_y \frac{\gamma L}{d} V = \pi \frac{V}{V_\pi} \quad (3-7)$$

其中  $V_\pi = \frac{\lambda}{n_0^3 r_y} \frac{d}{\gamma L}$ ，它表示引入电压的一端相位变化  $180^\circ$  时的电压。这样传输

函数就可以最后变成下式：

$$T_{MZ}(V) = \frac{1}{2} \left[ 1 + b \cos\left(\pi \frac{V}{V_\pi} + \phi_0\right) \right] \quad (3-8)$$

从这个式子中,我们可以发现 Mach-Zehnder 调制器的传输函数是一个余弦函数,在光波长一定的时候输出的光功率随着电压的变化而变化,而在偏置电压一定的时候其输出光功率随着输入波长变化而变化。图 3.9 显示了固定波长下输出光功率随着电压变化曲线。从图中我们可以发现,如果我们使用两个调制器,将它们的偏置点分别设在  $V_{bias1}$  和  $V_{bias2}$ ,然后通过这两个调制器使用相同的 RF 信号去调制光信号。因为两个偏置点都是线性偏置点,而且相位相差  $180^\circ$ ,这样从调制器出来后,两路的 RF 信号就有了  $180^\circ$  的相位差,也就相当实现了负抽头的设计。

现在回到 flat-top 微波光子滤波器的结构上来。我们来分析一下第一个滤波和第二个滤波器,以及最后得到的整体的传输函数。

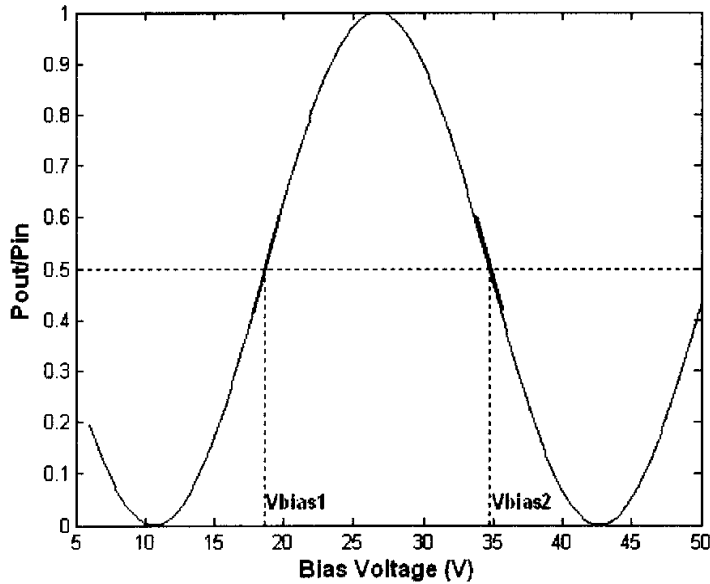


图 3.9 调制器传输函数曲线

根据图 3.7,我们可以得到第一个 FIR 滤波器的传输函数:

$$H_1(f) = k - (1-k) \exp(-j2\pi fT) \quad (3-9)$$

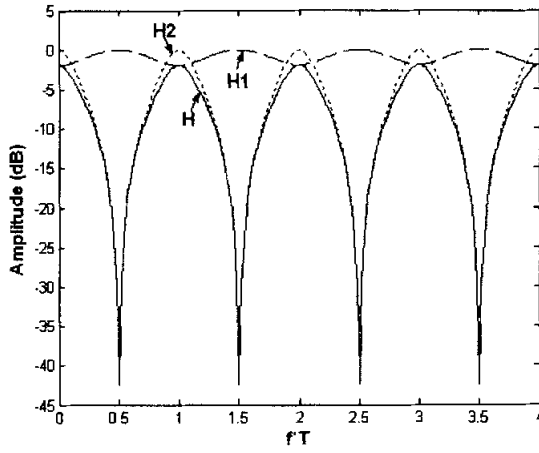
得到第二个 IIR 传输函数为:

$$H_2(f) = \frac{\exp(j2\pi fT) \square R_0 - 2 \square R_0 + 1}{\exp(j2\pi fT) - R_0} \quad (3-10)$$

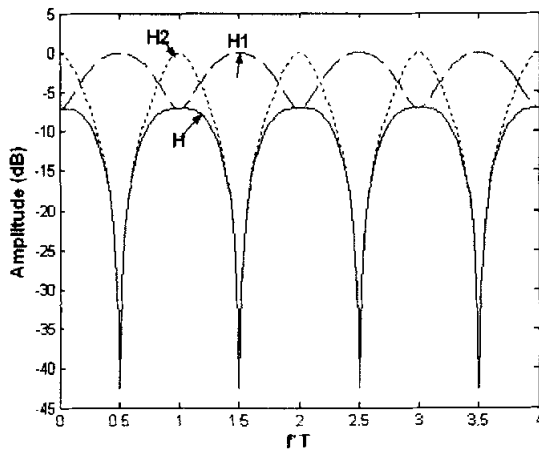
上式的  $R_1, R_2$  由光源直接控制，光栅处为全反射。则总得传输函数为：

$$H(f) = H_1(f) \times H_2(f) \quad (3-11)$$

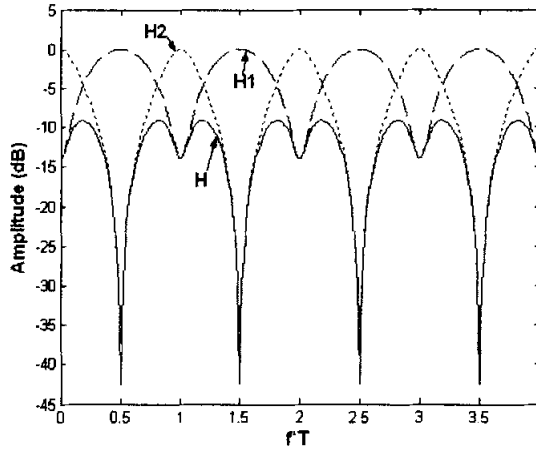
从式(3-10)、(3-11)中可以看出，总的传输函数受到  $k, R_0$  值的影响。我们可以控制  $R_0$  的值来控制第二个传输函数的形状，控制  $k$  的值来控制第一个滤波器对第二个滤波器的平坦作用。图 3.10 显示了  $k$  对最终滤波曲线的影响的仿真结果， $R_0$  为 0.33。(a)，(b)，(c) 对应的  $k$  值分别为 0.1，0.28，0.4。可见在 0.28 的时候平坦效果最好。



(a)



(b)



(c)

图 3.10 flat-top 微波光子滤波器仿真结果

接下来做个试验来证明这种方法的可行性。图 3.11 是测出的光源波长在 1310nm 的 Mach-Zehnder 调制的响应曲线。从图中我们可以找到两个偏置点  $V_{bias+}$  和  $V_{bias-}$ ，其值分别是 1.6V 和 15.3V。图 3.12 是信号经过两个处于不同偏置点电压的 EOM 调制器后的相位响应。从图中可以发现，两路的相位有一个固定  $180^\circ$  相位差。设定  $k$  值为 0.28， $R_0$  的值为 0.33。如果我们把 FSR 设定为 200MHz，则可以推算出  $L$  的值为 0.5m，最后得到的试验曲线图显示于图 3.13。

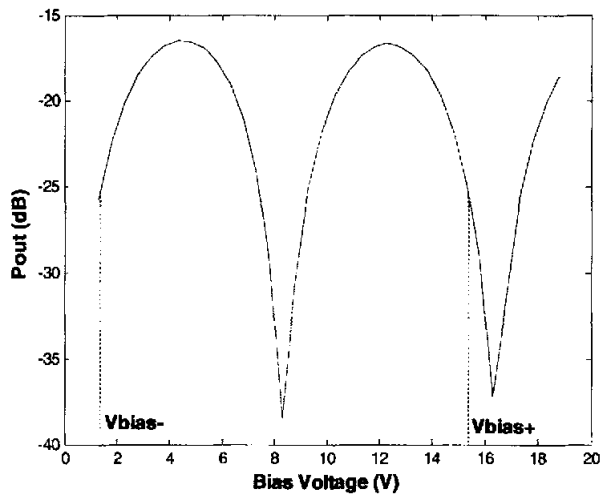


图 3.11 EOM 的光功率随偏置电压的变化曲线

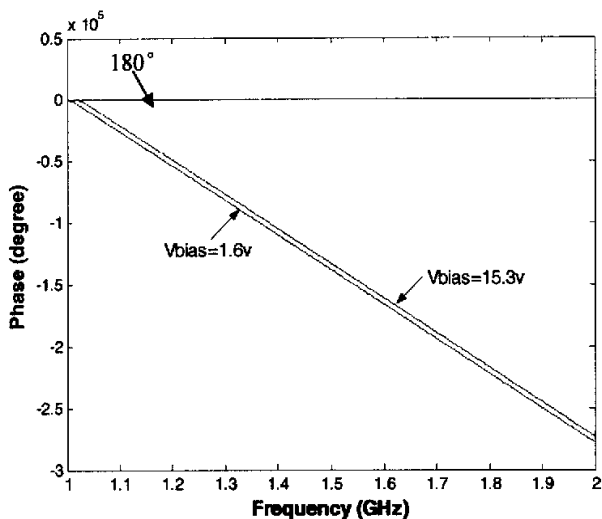


图 3.12 正负抽头的相位响应

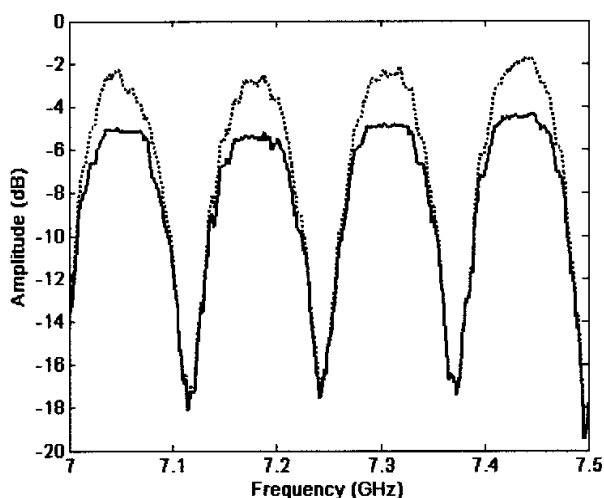


图 3.13 flat-top 的试验结果图

上述提出的 flat-top 滤波器结构很好的利用了 EOM 的特性，将其实现负抽头的功能结合到 flat-top 的结构设计中。在上述的结构当中，因为保证了光源的相干长度小于光栅之间间距的两倍，所以是非相干操作，所以得到的结果比较稳定。而且上述结构比较简单，处理都在光域中进行，避免了使用差分探测的方法进行 flat-top 设计中引入的结构相对复杂，而且性能受到有源设备限制的缺陷。总之，上述结构设计改进了原来的 flat-top 设计方案，理论和试验结果证明了其可行性。

### 3.2.2 基于利用 FP 激光器的微波光子滤波器结构设计

微波光子滤波器的结构设计中，一个重要的问题是实现多抽头。现在，实现多抽头的方法一般分为几类：使用单一波长光源，然后用分束器将其分成多条支路；在调制 RF 信号前对宽带光源进行切割，然后将带有 RF 信号的切割的光输入一段长光纤，利用光纤的色散特性实现多抽头；使用宽带光源，在调制 RF 信号之后，使用光纤光栅阵列实现多抽头。当然还有其他一些的方法，比如使用多个光源加上巧妙的设计光纤光栅的结构实现多抽头，又比如直接使用多个光源的方法，但是基本的方法还是上面的几种。第一种实现方法很直观，但是其抽头数目受到了分束器的支路数目的限制，当然可以通过几级嵌套的实现抽头数的倍增，但是结构相对来说就要复杂许多了。第二种方法关键在于好的宽带光源的切割方法，现在用的比较多的就是用光栅阵列进行切割，也有使用 Fabry-Perot 滤波器进行切割。第三种方法是用的比较多的方法，这得益于光栅的灵活性。

但总的来说，上面的方法都会在不同程度上是微波光子滤波器的结构复杂，成本上升。这里给出了一种利用 FP 激光器本身的特性来产生多抽头的方法。其结构示意图如图 3.14。由于 FP 激光器的多纵模效应，激光器输出的光不是单一波长的，而是一组波长，每一组波长有一定的宽度，相邻波长之间的间隔是相同的。这样的光源经过掺铒光纤放大器(EDFA)放大后，将光调制上微波信号，然后经过一段长的普通光纤，作为延时单元。因为是多个波长的光，这样经过长光纤时每个波长的延时是不同的，这样就形成了多抽头。最后通过光探测器进行光电转换后输入到矢量网络分析仪察看波形。从这个结构中，我们可以欣喜的发现，根本就不需要任何切割的设备，就产生了多抽头。图 3.15 显示了实验室 FP 激光器的输出光谱图。FP 激光器在 1550nm 波段，测量这幅图时因为没有用 EDFA，所以，整体的光功率比较小。从这幅图我们可以看到在光谱中间有四个纵模的功率比较高，这样会导致产生的滤波器波形基本由中间的四个纵模所控制，边上的纵模基本不起作用。通过改变注入 FP 激光器的偏置电流可以改变能量在不同纵模之间的分布，也就起到了可重构的性能。

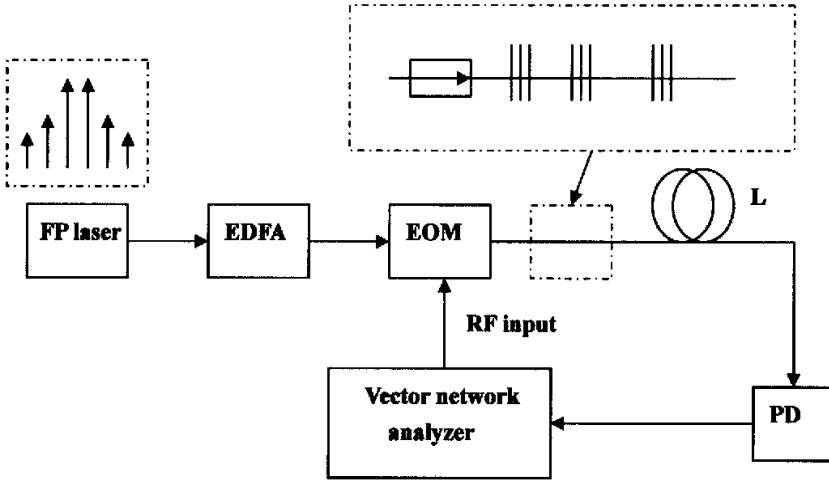


图 3.14 使用 FP 激光器实现多抽头结构图

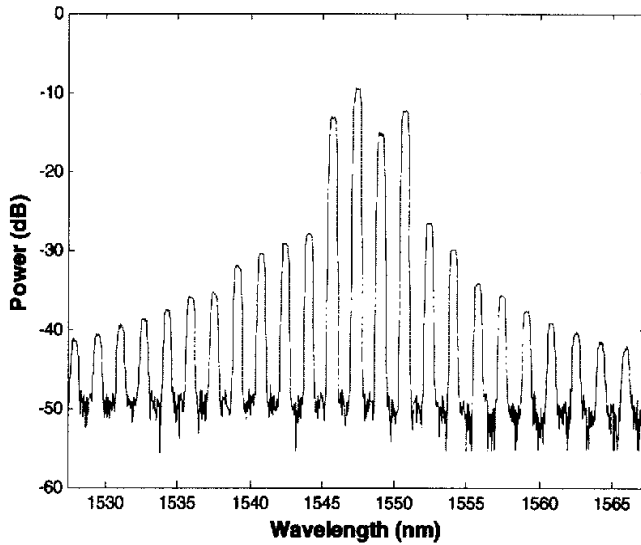


图 3.15 FP 激光器输出的光谱图(1)

基于上述结构的滤波器的响应可以表示为下式：

$$|H_{FP}(\Omega)| = \left| \cos\left(\frac{\beta\Omega^2}{2}\right) \right| \left| \sum_{i=1}^k P_i e^{-j[\Omega(i-1)\Delta\tau]} \right| \quad (3-12)$$

其中  $\beta$  是色散常量， $P_i$  是第  $i$  个纵模的光功率， $\Delta\tau$  是相邻两个纵模之间的延时光。其中的  $P_i$  又可以由下式表示：

$$P_i \cong n_{sp} \left( 1 - \left( \frac{i}{k} \right)^2 \right) \left( \frac{1}{\delta + \left( \frac{i}{k} \right)^2} \right) \quad (3-13)$$

这里  $n_{sp}$  称为受激色散因子，而  $\delta$  是一个和注入 FP 激光器偏置电流相关的量。这样我们改变加在 FP 激光器的偏置电流，改变不同纵模的光功率，也就相应的改变了传输函数相应。图 3.16 是改变偏置电流后，FP 激光器的光谱图。

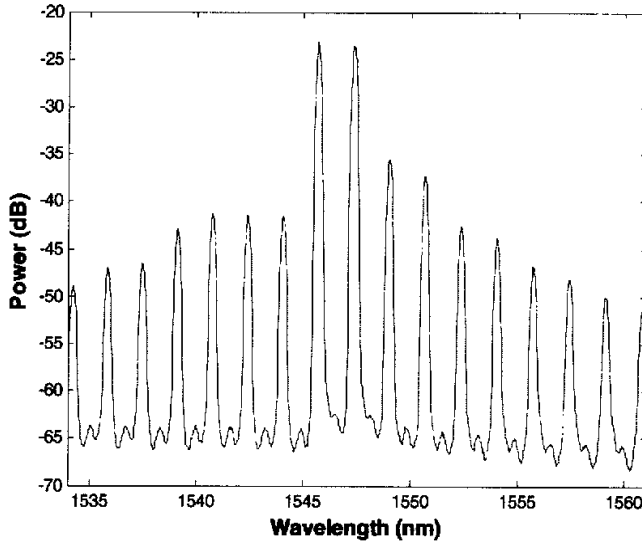
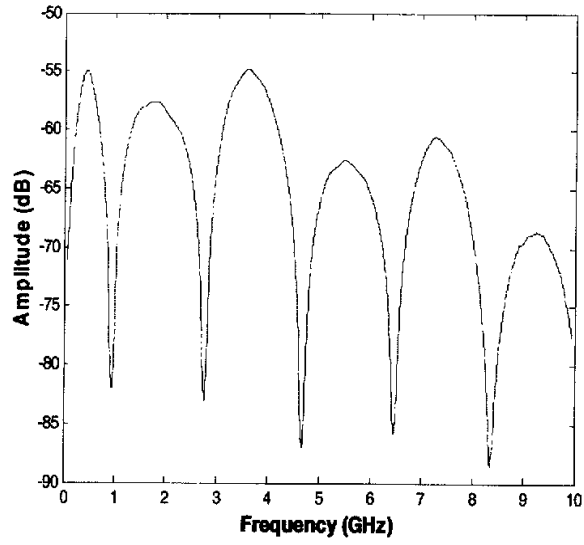


图 3.16 FP 激光器输出的光谱图(2)

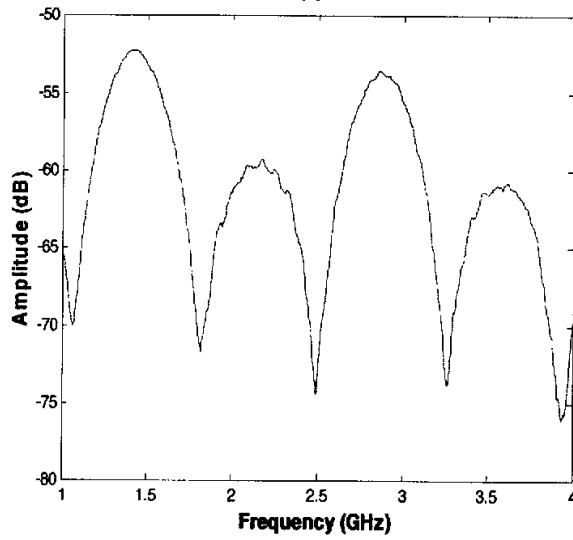
但是，即便是这样仍然无法改变在谱线中间有极大的纵模出现。这种纵模将严重影响滤波曲线，使得边上的纵模失去意义。这样可以试着采用一些方法来降低这个极大纵模的光功率。在图 3.14 的右边虚线框中给出了一种设想，就是通过使用光栅来降低极大纵模的光功率。假设，在  $\lambda_0$  处纵模的光功率很大，则在调制器后面加入一个光栅，其中心波长正好是  $\lambda_0$ ，这样就可以反射部分的  $\lambda_0$  处的纵模的光功率，通过调节光栅的反射率可以改变纵模光的衰减。当然必须做好隔离措施，防止反射的光进入 EOM，可以使用隔离器或者环形器。依此类推，如果有多个纵模的光功率偏大，则采用多个光栅。这样做虽然会使得滤波器的结构复杂，但是相信对于改善滤波性能还是很有帮助的。

图 3.17 是基于 FP 激光器的滤波器的响应曲线。通过改变延时光纤的长度，可以改变滤波器的 FSR。(a)的光纤长度为 9.8km，(b)的光纤长度为 25km。





(a)



(b)

图 3.17 基于 FP 激光器滤波器的响应曲线

这小节我们介绍了一种基于 FP 激光器的微波光子滤波器的结构。通过利用 FP 产生的多纵模来实现多抽头的设计，扩展这种设计可以具有可重构和可调谐的特性。同时也分析了设计中存在的部分纵模光功率偏大的问题，并提出了解决的方案。最后提供了一些试验数据来证明了设计的合理性。

### 3.2.3 微波光子滤波器结构设计的一些设想

在这一部分，我会提出一些微波光子滤波器结构设计的一些想法，这些想法没有经过试验的证明，提出来仅供大家参考。

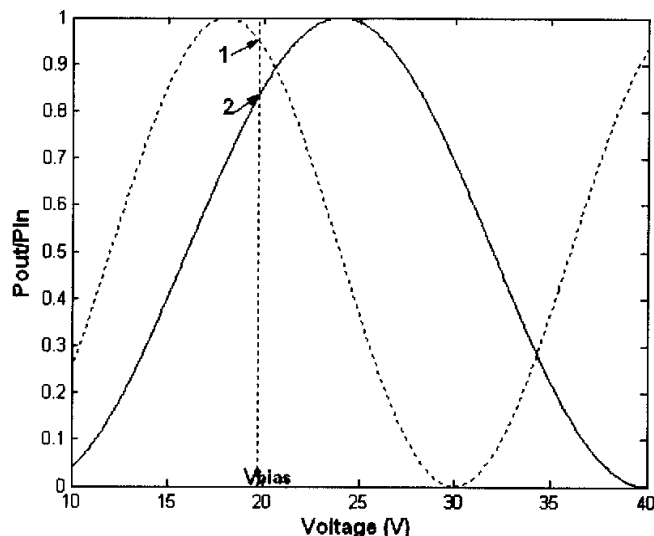


图 3.18 不同波长下 Mach-Zehnder 调制器的响应曲线

首先，回到 flat-top 滤波器的设计中。在前面我们分析了两种可能实现负抽头的方法，一种是同一波长两个偏置点，一种是两个波长一个偏置点。在上面已经讲了前一种，那么为什么不能用第二种方法来实现 flat-top 的滤波器呢？毕竟第一种方法需要用两个 EOM，而第二种只需要一个，虽然需要两个光源，而且结构上也会有相应的变化。图 3.18 给出了 Mach-Zehnder 调制器在不同波长下的响应曲线。从图中，我们可以发现如果我们将偏置点电压设在  $V_{bias}$ ，则两个波长所载的 RF 信号能够实现  $180^\circ$  相位差。图 3.19 给出了一个参考结构。这个结构还是需要两个滤波器叠加。一排四个光栅组成了第一个滤波器。其实它可以作为两个滤波器，分别处理两个波长的光。这四个分成两对，每一对实现一个 IIR 滤波器，像上面介绍的那样。如果我们严格控制每对光栅之间的距离和第一个光栅的反射率，那么每个波长的光受到了相同的处理，也就是说对于不同波长的光，它们的传输函数是一样的。这样这一部分就是实现了第一节中第二个滤波器的功能。另外的一对光栅形成了另一个滤波器。每个光栅全反射一个波长的光，因为反射点的不同，就形成了第一节中的第一个滤波器。两者组合就能实现 flat-top 的微波光子滤波器。

虽然，像上面分析的那样，这样的结构能够实现 flat-top 的滤波器，但是其结构比第一种结构要复杂，因为多出来两个光栅对，而且要控制每对光栅第一个光栅的反射率和光栅间的距离严格相等。这主归因于使用了两个波长的光。但它有个好处是可以节省一个 EOM。

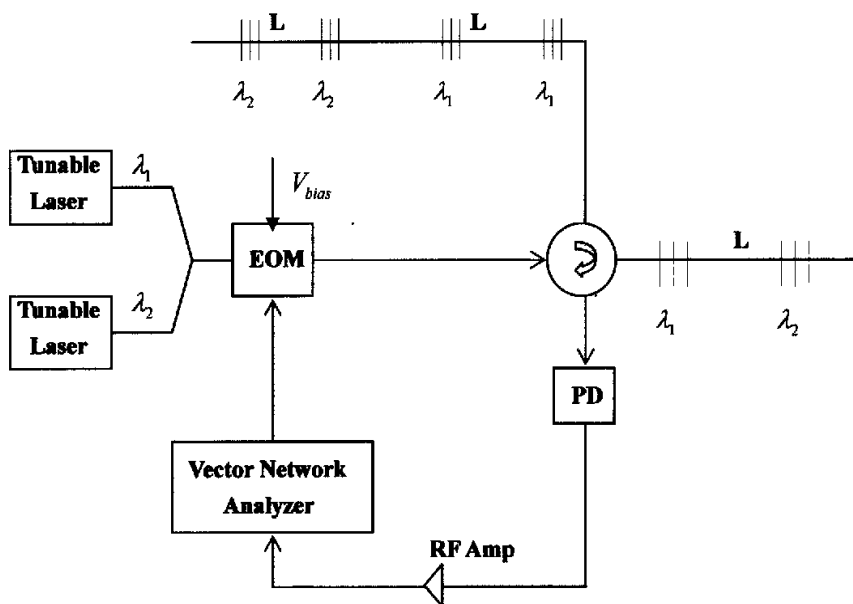


图 3.19 flat-top 微波光子滤波器结构图(2)

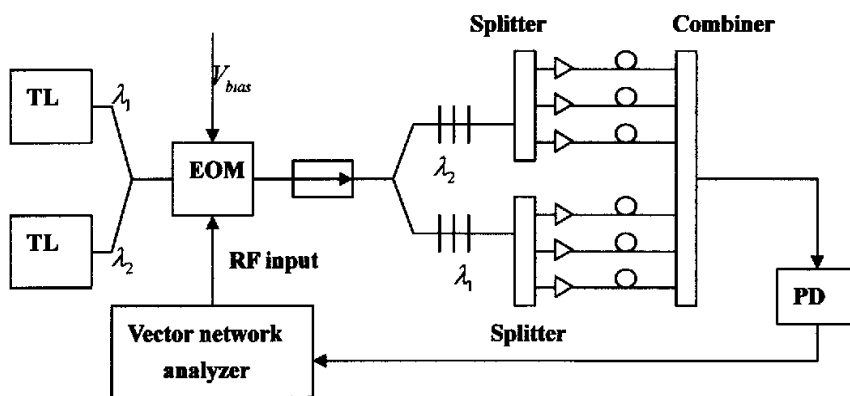


图 3.20 单调制器实现多正负抽头的结构图

虽然上述的方法在实现 flat-top 微波光子滤波器的时候感觉不是很好，但是这并不妨碍其在其他地方的应用。比如说在实现多抽头的同时具有负抽头的滤波

器的时候。图 3.20 是其中的一种结构设想。设定偏置点，使得两个波长的光经过调制后，所带的 RF 信号有一个  $180^\circ$  的相位差。然后分成两路，一路实现正抽头，一路实现负抽头，通过在光栅反射各自提取出实现正负抽头的光。然后在每一路用一个分束器分成多路，在每一路实现不同的权值控制和延时。这样就各自形成了多个正负抽头。最后用一个结合器将所有光信号合成。这样就实现了只用一个调制器来实现带有多个正负抽头的微波光子滤波器。当然我们说的只是理论上的可行性，在实际中，这种结构的实现会遇到不少的困难。首先，这种结构比较复杂，对器件的要求比较高，比如分束器和结合器等。其次是因为在第一次分路时消耗了一半的光功率，分束器再分后，每一路的光功率可能太小，在一些支路可能需要加放大器，这也是其结构复杂的原因之一。而且为了实现正负，一般要求两个光源的波长差相差比较大。这样就可能需要不同光波段的放大器。因为这些限制，可能使得整个结构成本上去，当然这是为了实现多抽头的必要的开销。随着光子器件的发展，这些限制也将被消除。但目前，实验室还是没有这样的条件做这样的试验。

## 本章小结

最后对微波光子滤波器结构设计做一个总结。在这一章里面，我们简要的介绍介绍了现在微波光子滤波器结构设计的现状，讨论了结构设计中存在着问题以及现在设计的热点问题。基于对于这些基本情况的了解，提出了几个自己的结构设计的想法，包括 flat-top 滤波器的设计，利用 FP 激光器多纵模特性实现多抽头的设计，flat-top 滤波器的另外一种结构设计，利用单个调制器实现多个正负抽头的结构设计。前两个给出了理论和试验论证，后面两个只是给出了想法。微波光子滤波器结构设计是现在微波光子滤波器研究中的热点和重点问题，一个好的设计能在提高性能的同时降低成本。相信在以后必然会出现更多的让人眼前为之一亮的想法。这个领域的研究还将十分热闹。

## 第四章 微波光子滤波器的应用研究

前两章讲了微波光子滤波器的算法研究和结构设计,现在我们设计好了滤波器,但还剩下一个问题,就是如何来运用它来为我们服务,这才是我们最关心的问题。当然用也不是那么简单的,这涉及到两个问题:第一个问题是用到哪,第二个问题是怎么用。第一个问题是方向性的问题,第二个问题则涉及到具体的操作问题。我们先就微波光子滤波器的应用研究现状来讨论一下第一个问题。

### 4.1 微波光子滤波器的应用研究现状

相较于微波光子滤波器的结构研究,微波光子滤波器的应用研究好像并没有前者那么受人关注。我个人觉得这主要受到两个因素的影响:首先是微波光子滤波器的结构设计并不成熟,对于一些特殊的应用现有的结构并不能满足其要求。前面我们谈到了微波光子滤波器设计中受到的限制,这些限制使得微波光子滤波器的性能不能很好的发挥,再加上光子器件的性能和价格的限制严重其应用研究的开展。其次是,微波光子滤波器应用研究的空间并没有结构设计那么大,使得这一部分的研究看上去不是那么热闹。

微波光子滤波器一般用做频道抑制(Channel Rejection)和频道选择(Channel Selection)两种用途。第一种应用是说在光链路中传输的不仅有我们想要的信号,还有一些不想要的干扰信号,使用微波光子滤波器的目的是选出我们想要的信号,而将干扰信号抑制掉。直接在光域中将干扰信号抑制掉是微波光子滤波器特有的性能。一个应用例子是在射频太空<sup>[40]</sup>应用当中,它被用来滤除分布站点和处理中心信号传输中人为的强干扰信号。另一个例子是将其用在无线通信系统当中抑制噪声和信道之间干扰。第二种应用的情景是说,如果光信号不仅仅载着一种有用信号频谱而是多种,比如是同时有 UMTS、HIPERLAN 等,这个时候微波光子滤波器就需要提取出需要的频谱,并且这个滤波器还必须是可调的,使得其能在不同频道之间进行切换。这种可调的功能对于传统的滤波器来说是不可能的,但是微波光子滤波器可以实现,这在上面我们也已经提到了。上面的两类应用都是从微波光子滤波器的功能角度来考虑的,但是这些并不是我们研究它的惟一理由,别忘了它还有很多其它的优点,比如说重量轻,这使得其可以用在一些

对于重量要求非常高的场合，比如说太空设备<sup>[41]</sup>等。在这一章，我们将注意力放在微波光子滤波器的功能应用上，频道抑制，其效果是改善信道的通信质量。

图 4.1 是微波光子滤波器在雷达系统中的一个应用示例。

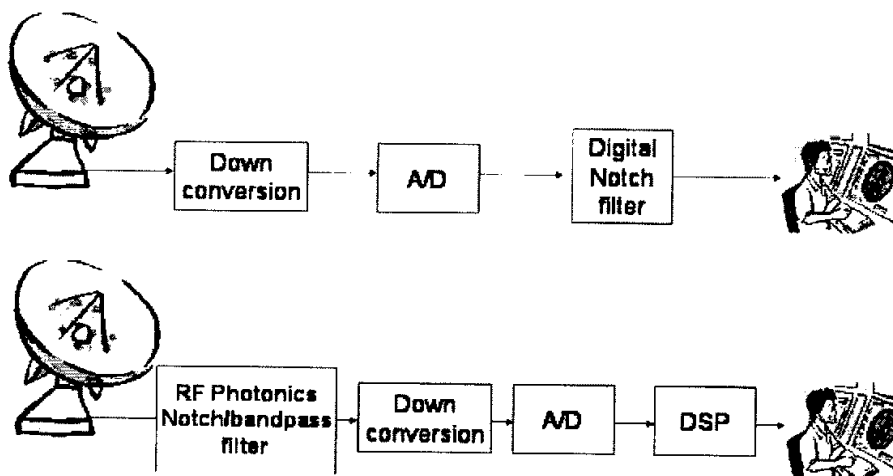


图 4.1 微波光子滤波器应用于雷达系统

现在，了解了微波光子滤波器一般用来干什么，用在什么地方，接下去就要试试其效果了，也就涉及到应用的第二个问题，怎么用的问题。

## 4.2 微波光子滤波器应用实践

我们将微波光子滤波器的应用场景放在 RoF 链路当中，应用的目的是为了抑制 RoF 链路中的噪声，以改善 RoF 链路的通信质量。

为了更好的实现微波光子滤波器的这一应用，就有必要分析一下 RoF 链路中存在的各种噪声，然后对症下药。

### 4.2.1 RoF 链路中的噪声分析

图 4.2 显示了一个最简单的 RoF 链路。从图中，我们可以知道基带的 RF 信号被调制中频信号后，再通过电光调制器后调制到光上，然后通过光纤传输到远端的接收端。在接收端之中应该有将微波信号从光信号中提取出来的部分，也就是需要进行光电转化。图中只表示了光探测器前面的部分。

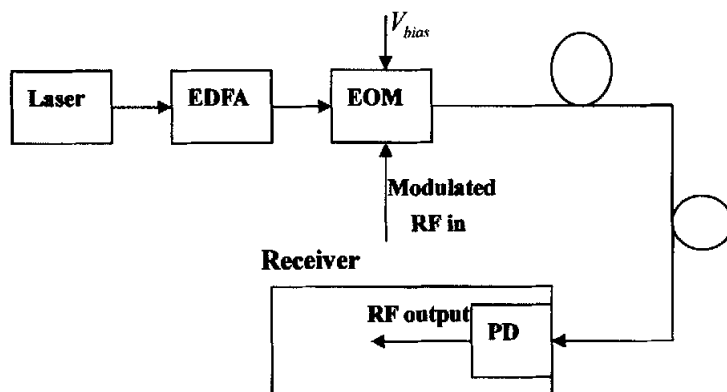


图 4.2 一个简单的 ROF 链路的结构

如果我们用 RF 信号输出端总的噪声功率密度比热噪声功率密度输出因为 RF 信号输入时热噪声引起的那一部分来表征链路引入的噪声，那么噪声指数可以表示如下：

$$\begin{aligned}
 NF(dB) &= 10 \log \left[ \frac{N_{out}}{4kT_0T_{RF}/R} \right] \\
 &= 10 \log \left[ \frac{N_{RIN} + N_{shot} + N_{ASE} + N_{P11N} + N_{th}}{4kT_0T_{RF}/R} \right]
 \end{aligned} \tag{4-1}$$

从上式我们可以看到，输出端因为 RF 信号输入引入的热噪声与系统工作的参考温度  $T_0$  和链路的 RF 信号放大倍数  $T_{RF}$  相关。 $k$  是玻尔兹曼常数， $R$  是 RF 源的负载电阻。输出的噪声按其产生原因的不同又可以分为 5 部分：因为光源引入的相对强度噪声  $N_{RIN}$ ，因为光探测器产生的散粒噪声  $N_{shot}$ ，因为光放大器引入的放大自激辐射噪声  $N_{ASE}$ ，因为相位引入的强度噪声  $N_{P11N}$ ，最后还有热噪声  $N_{th}$ 。

光源引入的相对强度噪声是采用直接调制方式时链路的主要噪声源，其定义为输出光强的方差比平均值的平方：

$$N_{RIN} = \langle I^2 \rangle / \langle I \rangle^2, \quad (Hz^{-1}) \tag{4-2}$$

如果使用外部调制的方式，或者采用低的相对强度噪声指数的光源可以降低其对链路的影响。在这种情况下，链路中的主要的噪声变成了散粒噪声。散粒噪声又

称散弹噪声，是由电子器件中电流的离散性质所引起的。

因为在 RoF 链路中，为了补偿光功率的损耗，往往需要加入光放大设备，这样就会引入放大自激辐射噪声。可以定义为：

$$N_{ASE} = 4q\eta n_{sp} I_p (G_{OA} - 1) T, (\text{Hz}^{-1}) \quad (4-3)$$

从这个式中，我们可以知道，放大自激辐射噪声和平均探测光电流  $I_p$ 、器件放大倍数  $G_{OA}$ 、后边链路的衰减  $T$  有关。关于受激色散噪声的理论在参考文献<sup>[42]</sup>中有详细的论述，这里就不再细谈了。

相位引入的强度噪声也是 RoF 链路中一个重要的噪声源，这在单光源的非相干的工作系统当中更加突出。为了工作系统稳定，往往需要其工作在非相干工作状态，这就需要光源具有宽的线宽。而宽的线宽是由于光源的自由相位偏移得到的。这样的光源经过光处理单元处理（可能是多路采样，各路实现不同的相位偏移）输出，再进入光探测器时，相位上的波动就会转化为强度上的波动，就形成了相对强度噪声。相对强度噪声可以使用多光源的方式得到解决。关于相对强度噪声的研究在参考文献<sup>[43-45]</sup>中有详细的论述。

最后是热噪声，这里就不对其作论述了。

依据各种噪声产生的方式，按照图 4.2 的结构，在进入调制器之前存在着两种噪声，分别是光源的相对强度噪声、EDFA 的放大自激辐射噪声。这两种噪声虽然可以在选用器件或者结构设计的时候来降低，但是有时候可能选择的余地不是那么大，但是又不得不考虑这两种噪声对系统带来的影响时，如何采用别的方式降低噪声成为了棘手的问题。这时微波光子滤波器就要开始发挥它的功效了。至于另外三种噪声，因为有两种产生与探测器处，微波光子滤波器对它们就无能为力了。至于热噪声，一般其影响并没有要滤除的两种噪声的影响来得大。

那么，自然而然的，我们会想微波光子滤波器到底能不能实现滤除噪声，改善 RoF 系统通信质量呢？下面我们就组织了一个试验来证明我们这以设想的可行性。

## 4.2.2 试验结构设计和结果讨论

图 4.3 显示了我们的试验结构框图。光源输出的光经过 EDFA 放大后，通过一个微波光子滤波器对其进行滤波，来滤除前面两种设备产生的噪声。经过滤波



的光信号在经过 EOM 时调制上经过调制的 RF 载波信号（这个过程一般称为二次调制），然后通过一段光纤传输，最后由光探测器将光信号转化为微波信号，放大后输入到频谱分析仪 ESA，并通过 ESA 与矢量信号分析仪 VSA 相连来观察信噪比改善和眼图。

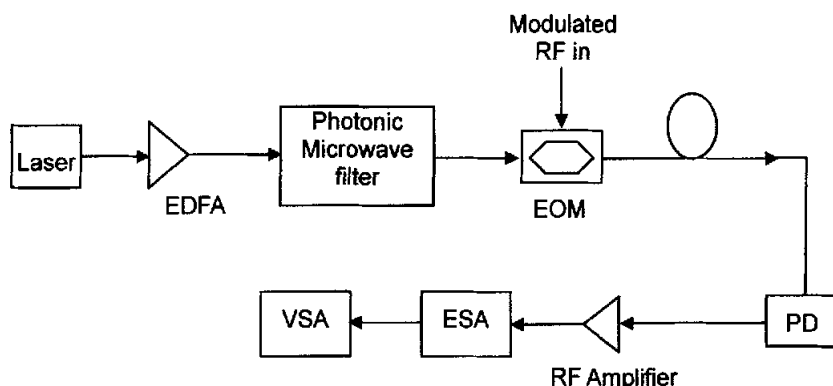


图 4.3 使用微波光子滤波器来滤波简单 ROF 系统噪声的结构框图

从图中，我们可以发现微波光子滤波器被放在了 EDFA 和 EOM 之间，这是出于滤除光源产生的相对强度噪声和 EDFA 产生的放大自激辐射噪声的考虑，也是为了提高信噪比的考虑。这么说可能很怪，但是考虑到微波光子滤波器毕竟只能滤波或者说抑制陷波点的噪声，也就是说 RF 载波信号其频率只有处在陷波点，才能改善信噪比，因为在这点上的噪声被抑制，而在其它地方噪声并没有减弱的情况后，这样的设计也就顺理成章了。那么，我们设计的滤波器的 FSR 就和 RF 载波信号的频率有关。

为了做这个试验，我们必须先给出微波光子滤波器的结构。为了简化试验的复杂度，我们用了一种比较巧妙的结构设计，如图 4.4 所示。从图中，我们可以发现其主要的结构是一个光纤环，环上融入了一个光栅，这个光栅的中心波长和光源的波长相同。这样光从耦合器输入环后分成两路，每一路都会在光栅处反射回，最后在耦合器处结合输出。这样反射的两束光在结合前就有了一个延时差，这个延时差决定于两臂的光纤长度差，我们可以计算出这个陷波滤波器的 FSR 为  $\frac{c}{2(L_1 - L_2)n}$ 。图 4.5 是 FSR 取 1.25GHz 时上述滤波器的频响图。根据我们上

面的讨论，如果将经过调制的 RF 载波信号的频率设在几个陷波点，有助于改善

系统的信噪比。

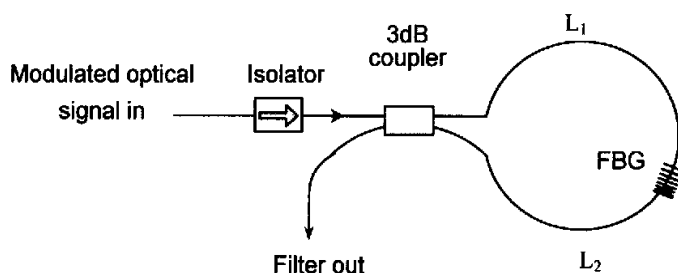


图 4.4 抑制噪声试验中的微波光子滤波器结构图

现在对试验的一些参数进行设定。RF 载波信号的频率设为 3.75GHz，这样计算得到光纤环内光栅两边的差值近似为 51.4cm，FSR 为 0.4GHz，载波信号正好落在陷波点。长光纤的长度为 4km。为了显示滤波器的滤除噪声的效果，我们先不加 RF 信号，然后用频谱分析仪看噪声的谱线，得到图 4.6。从图中可以看出，使用微波光子滤波器噪声在陷波点受到了 5dB 的抑制。

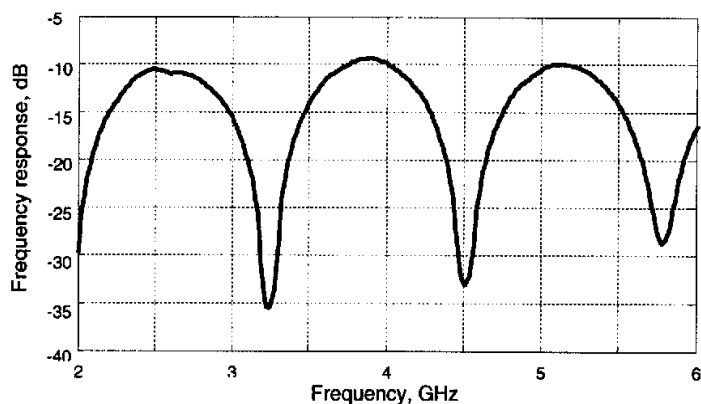


图 4.5 环形结构微波光子滤波器的频响图

接着我们来测信噪比的改善情况，为了有比较，分两次来做。RF 信号的功率为 -20dBm，输入的光功率为 5dBm，在 RF 信号上调制上 1Mb/s 的 QPSK 数据信号。第一次不加微波光子滤波器，第二次加入微波光子滤波器。从矢量信号分析仪上，我们可以发现信噪比有 1.5dB 的改善。得到的星座图和眼图显示于图 4.7，左边为没有加微波光子滤波器的，右边为加了微波光子滤波器的。从星座图和眼图中我们也能看出使用了滤波器后，眼图变的更加清楚，信噪比得到了较

好的改善。

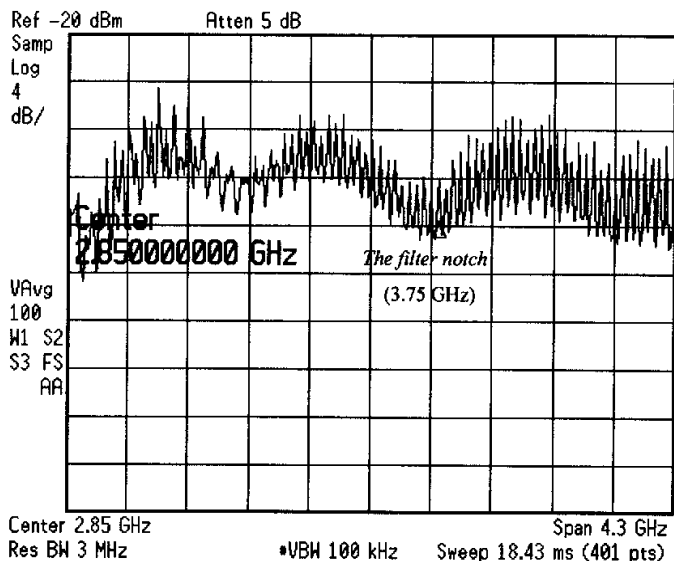


图 4.6 使用微波光子滤波器的噪声抑制曲线

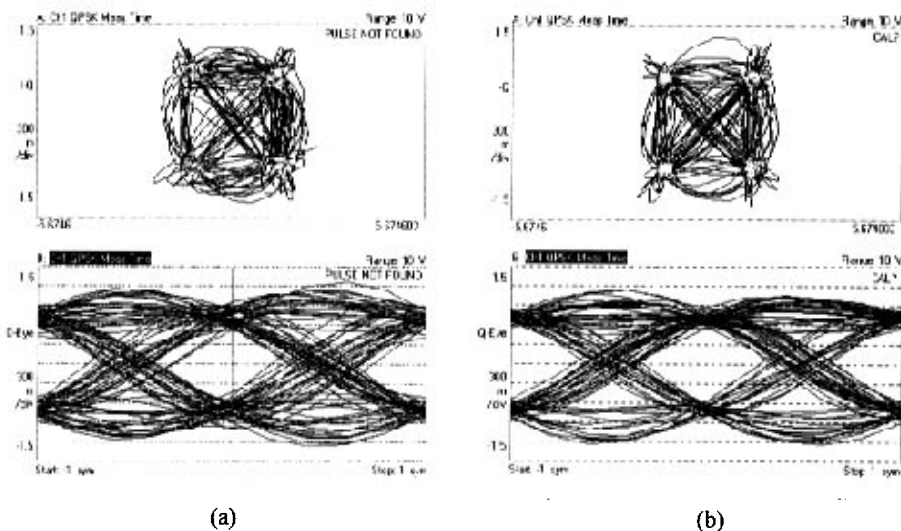


图 4.7 试验测得星座图和眼图对比：(a) 没有滤波器，(b)有滤波器

看了试验结果，大家一定会认为使用微波光子滤波器来改善系统信噪比的能力决不仅于此。因为使用上面的简单结构的滤波器，其只能抑制噪声 5dB。如果，使用性能更为优良的滤波器结构，相信抑制噪声的性能肯定会更好，这样信噪比

能得到更大的改善。而且，上面微波光子滤波器的 FSR 是设定死的，不能变化，这样导致的一个结果就是 RF 载波信号的频率一变，那么这个滤波器就不能达到改善信噪比的目的了。但是，如果用一个可调谐的微波光子滤波器来替换，那么即便是 RF 载波信号的频率变了，滤波器还是能正常的工作。一种简单的办法就是用啁啾光栅替代普通光栅。这样通过调节光源的波长，那么啁啾光栅上的反射点就发生偏移，也就导致了光栅两边的距离差发生了变化，FSR 也就跟着变了。当然使用这种结构也有限制，就是它的 FSR 不可能太小。通过调节光源波长的方法使得反射点偏移的距离很有限，受到了啁啾光栅本身性质的限制，所以这种偏移必须和基本的光栅的两臂差可比拟，这样调节的效果才明显。当然也可以采用别的方法实现可调谐，这里就不详谈了。

在这一部分，我们分析了 RoF 系统中的噪声的各种来源，并且设计了一个试验，通过在 RoF 系统中加入微波光子滤波器来滤除系统中光源产生的相对强度噪声和放大器产生的放大大自激辐射噪声，以改善系统的信噪比。试验的结果论证了这种设计方法的可行性。

### 4.3 微波光子滤波应用研究的其它设想

还是首先要申明，这里提到的设想只是一种构思，并没有得到论证，这正是我以后要做的，或者是感兴趣的人可以去做的。

只提一种设想。我们知道任何器件都有一个工作带宽，在工作带宽内，它应该是相对平坦的，在工作带宽之外，它的频响将急剧恶化。这里我们需要指出的，即便是在工作带宽之内，其还是有一个倾斜的，只不过这个倾斜是在能够忍受的范围之内的。图 4.8 是某系统的频响图。

但是有些时候，对于系统性能有特殊要求的场合，或者是遇上了精益求精的人，就要求对带宽范围内的频响倾斜进行补偿。这或许是微波光子滤波器的另一个应用前景。这只是一个猜想，但是不可否认微波光子滤波器具有这个潜力来完成这个功能，尤其是带负抽头的微波光子滤波器，因为带负抽头的微波光子滤波器在低频段可以是陷波点，也就是说在从低频到高频半周期内是正斜率的。而往往光子器件的频响是负斜率的，就是说对于相对低频相应好，而到了高频处就衰减。这样两者相加就有可能实现补偿。如图 4.8 的系统频响，完全可以通过加一

个微波光子滤波器的方法来补偿。只是这个滤波器的 FSR 要非常大，设计滤波器时会遇到一些困难。

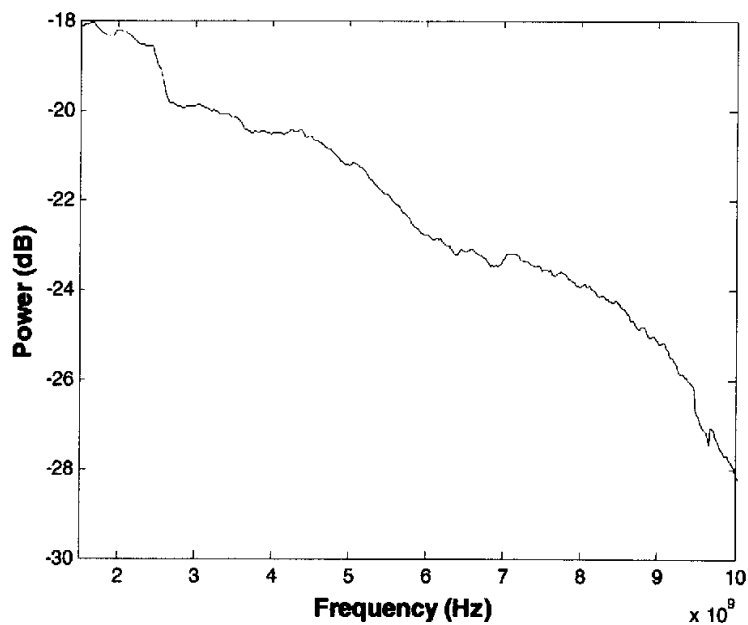


图 4.8 系统频响图

当然，光子器件的频响不一定是线性的，可能是不规则的曲线，这样的补偿就非常困难。如果曲线的不规则度在一定的范围之内，那么可以采用多个微波光子滤波器叠加的方法来实现补偿。这要在权衡收效和开销后才能做出决定。如果补偿需要很多滤波器，那么就实在没有必要做这种工作了。

## 第五章 总结和展望

这一部分对本文的工作做一个总结,并对于微波光子滤波器的发展做一个展望,以明确自己今后的研究方向,也希望能够给人启发。

### 5.1 总结

这篇文章主要介绍了微波光子滤波器相关的一些内容,主要包括其优化算法的设计,结构设计以及应用设计。在每一部分都简要的介绍了各部分的研究现状,提出了自己的想法,并提供了相应的理论和试验的证明。在优化算法设计部分,提出了使用一种新的优化算法 TS 来优化设计基于 FBG 结构的微波光子滤波器,提供了仿真结果,证明了这种算法的可行性和优化效果。在结构设计部分,提出了两种结构设计,其一是利用 Mach-Zehnder 调制器实现负抽头滤波器,并与另一个光栅对形成的 IIR 滤波器叠加形成 flat-top 响应的微波光子滤波器;其二是利用 FP 激光器产生的多纵模实现多抽头的滤波器,提出了可以通过改变其偏置电流改变光能量在纵模之间的分配实现可重构的特性,并为解决特大纵模所导致其它低能量纵模失效的问题提出了自己的一点想法。在结构设计部分,最后还提出了两种设计想法,供大家参考。在应用研究部分,分析了 RoF 链路中各种噪声的来源,为了降低链路中的噪声影响,提出了在链路中加入微波光子滤波器来抑制光源产生的相对强度噪声和放大器产生放大自激辐射噪声。做了相关的试验,证明了这种方法的可行性,并进一步提出了改进的意见。在最后也提出了使用微波光子滤波器的来补偿光子器件频率响应的构想。

### 5.2 展望

微波光子滤波器的研究虽然经历了几十年的发展,现在已经越来越成熟,而且越来越受到人们的关注。但是为了真正实现的其达到可应用的目标,还是任重而道远。

我个人觉得主要的限制还是来自于光子器件的性能和价格。有一个好的想法其实并不难,难的是如何将其实现。这就涉及手头的材料也就是光子器件。一些基本器件,其性能决定了微波光子滤波器的性能。光源方面,我们关心的是其相

干长度和噪声；放大器是其增益平坦度和噪声；调制器是带宽和能否实现单边带调制；探测器是它的带宽。这些性能的提高，则意味着更高的价格，往往这种价格是我们所不能承受的。除了这些基本器件，其它器件发展也将提高滤波器设计的灵活性，比如说耦合器、波分复用器、阵列波导光栅等。还有就是受到一些技术的限制，比如说光栅的制作技术，光栅的反射率和间隔的精度直接影响这滤波器的响应曲线。总之，材料、器件和制作技术上的进步将是推动微波光子滤波器继续往前发展的最大的动力。性能的提升和价格的下降才能真正实现微波光子滤波器的可应用。可喜的是，在光纤技术领域的新技术，比如集成光子设备、光子晶体设备等，在最近取得了新的进展<sup>[17,20,46-48]</sup>，这必将促进微波光子滤波器的发展。

再具体到微波光子滤波器的各个研究邻域。在微波光子滤波器的算法研究上，在提出新的算法的同时，也要注重各种算法之间的比较，得到优化结果和优化效率都比较高的算法。在结构设计上，今后还是会继续研究新的负抽头的实现方式，随着新的光子器件的出现，新的负抽头的实现必将出现。将各种优越的滤波器性能，比如可调谐、可重构、负抽头等，组合在一起也将是滤波器结构设计上的比较流行的思路。结构的设计也可能会和具体的应用相结合来进行，为了具体的应用而设计相应的结构，而不是为了结构设计而设计。结构设计也可能会细化到设计的每个环节，研究各部分对滤波器响应的具体的影响，而不是现在只是大体的给出个框架这种粗放的形式。高 Q 值和高阻带抑制的滤波器结构也将是今后研究的热点。总之，结构简单的、稳定的、可调谐的、可重构的、高 Q 值的是我们所追求的，也将是结构设计的方向。相干类型的微波光子滤波器现在虽然得到了一定的发展，尤其是日本的工作小组<sup>[49-51]</sup>，但是仍有许多改进的空间。在应用研究上，随着微波光子滤波器的结构的不断优化和性能的不断的高，新的应用邻域将被开拓，其应用的潜力必将不断的被发掘。

随着 RoF 技术不断被认可和发展，作为其中一个重要的组成部分，微波光子滤波器也将不断的在应用邻域得到发展。

## 致谢

在这里，我首先要感谢我的两位导师池灏和章献民老师，感谢他们这两年来对我的照顾，感谢他们在我做课题的时候给我的珍贵的和极具启发意义的指导。正是他们的耐心的指导，才使得我能够顺利的完成课题，并且取得一定的成绩；

非常感谢曹永良和詹丽媛，感谢他们在我做试验时给的帮助和意见，没有他们的帮助，我不可能自己顺利完成课题相关试验；

我还要感谢实验室的各位师兄妹，谢谢大家在做课题时给我的帮助，谢谢大家实验室营造了融洽的，互助的研究氛围，正是在这种氛围中，我才能愉快的开展课题的研究。

最后，感谢我的父母和妹妹，正是他们的关心、支持和鼓励，才让我走到今天，让他们开心幸福是我生活、学习的动力。

卢金跃

2006年5月



## 参考文献

- [1] A. J. Seeds, Microwave Photonics, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.50, No.3, pp: 877-887, 2002.
- [2] A. Vilcot, B. Cabon, J. Chazelas, Microwave Photonics from components to applications and systems, Kluwer Academic Publishers, Netherlands, 2003.
- [3] R. A. Minasian, Photonic Signal Processing of Microwave Signals, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.54, No.2, pp: 832-846, 2006.
- [4] X. N. Fernando, A. B. Sesay, Characteristics of directly modulated RoF link for wireless access, Personal Wireless Communication, 2005, Jan. 23-25, pp: 540-544, 2005.
- [5] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, A tutorial of microwave photonic filters, J. Lightwave Technol., Vol.24, No.1, pp: 201-229, 2006.
- [6] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, S. Sales, Discrete-time Optical Processing of Microwave Signals, J. Lightwave Technol., Vol.23, No.2, pp: 702-723, 2005.
- [7] S. Sales, J. Capmany, J. Marti, D. Pastor, Experimental demonstration of fibre-optic delay line filter with negative coefficients, Electron. Lett., pp: 1095-1096, 1995.
- [8] T. Yost, P. Herczfeld, A. Rosen, S. Singh, Hybrid transversal filter utilizing MMIC and optical delay lines, IEEE Microw. Guided Wave Lett., Vol.5, pp: 287-289, 1995.
- [9] F. Coppinger, S. Yegnanarayanan, P. D. Trinh, and B. Jalali, All-optical incoherent negative taps for photonic signal processing, Electron. Lett., Vol.33, pp: 973-975, 1995.
- [10] J. Mora, B. Ortega, M. V. Andrés, J. Capmany, J. L. Cruz, D. Pastor, and S. Sales, Tunable all-optical negative multi-tap microwave filters based on uniform fiber Bragg gratings, Opt. Lett, pp: 1308-1310, 2003.
- [11] J. Capmany, D. Pastor, A. Martinez, B. Ortega, and S. Sales, Microwave photonic filters with negative coefficients based on phase inversion in an electro-optic modulator, Opt. Lett, pp: 1415-1417, 2003.

- [12] N. You and R. A. Minasian, A novel high-Q optical microwave processor using hybrid delay line filters, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.47, pp: 1304–1308, 1999.
- [13] D. Norton, S. Johns, C. Keefer, and R. Soref, Tunable microwave filtering using high dispersion fiber time delays, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.6, pp: 831–832, 1994.
- [14] F. Coppinger, S. Yegnanarayanan, P. D. Trinh, and B. Jalali, Continuously tunable photonic radio-frequency notch filter, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.9, pp: 339–341, 1997.
- [15] N. You and R. A. Minasian, A novel tunable microwave optical notch filter, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.49, pp. 2002–2005, 2001.
- [16] D. Pastor, J. Capmany, and B. Ortega, Broad-band tunable microwave transversal notch filter based on tunable uniform fiber Bragg gratings as slicing filters, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.13, pp: 726–728, 2001.
- [17] Xiaoke Yi, Chao Lu, et al., Continuously tunable microwave-photonic filter design using high-birefringence linear chirp grating, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.15, No.5, pp: 754-756, 2003.
- [18] K. H. Lee, W. Y. Choi, S. Choi, K. Oh, A novel tunable fiber-optic microwave filter using multimode DCF, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.15, No.7, pp: 969-971, 2003.
- [19] J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega, Experimental demonstration of tunability and transfer function of reconfiguration in fibre-optic microwave filters composed of linearly chirped fibre grating fed by laser array, *Electronics Lett.*, Vol.34, No.23, pp: 2262-2264, 1998.
- [20] B. Vidal, V. Polo, J. L. Corral, J. Marti, Photonic microwave filter with tuning and reconfiguration capabilities using optical switches and dispersive media, *Electronics Lett.*, Vol.39, No.6, pp: 547-549, 2003.
- [21] T. A. Cusick, S. Iezekiel, and R. E. Miles, All-optical microwave filter design employing a genetic algorithm, *IEEE Photon. Technol. Lett.* Vol.10, No.8, pp:

1156-1158, 1998.

[22] F. Zeng, J. P. Yao, and S. J. Mihailov, Fiber Bragg-grating-based all-optical microwave filter synthesis using genetic algorithm, *Optical Engineering*, Vol.42, No.8, pp: 2250-2256, 2003.

[23] Hao Chi and Xianmin Zhang, Fir photonic microwave filter design employing simulated annealing algorithm, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, Vol.25, No.12, pp: 1757-1764, 2004.

[24] R. A. Minasian, K. E. Alameh, and E. H. W. Chan, Photonics-based interference mitigation filters, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol.49, No.10, pp: 1894–1899, Oct. 2001.

[25] D. Pastor, B. Ortega, J. Capmany, et al., Tunable microwave photonic filter for noise and interference suppression in UMTS base stations, *Electronics Lett.* Vol.40, No.16, pp: 997-999, 2004.

[26] K. I Kitayama, Architectural considerations of fiber-radio millimeterwave wireless access systems, *J. Fiber Integr. Opt.*, Vol.19, No.2, pp: 167–186, 2000.

[27] Glover, Fred, Future paths for integer programming and links to artificial intelligence, *Comput. Oper. Res.*, Vol.13, No.5, pp: 533-549, 1986.

[28] C. Q. Li, J. B. Yu, X. F. Liao, Fuzzy tabu search for solving the assignment problem, *Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, Vol.2, pp: 1151-1155, 2002.

[29] M. Sudhakaran, S. M. R. Slochanal, Integrating genetic algorithm and tabu search for combined heat and power economic dispatch, *TENCON 2003*, Vol.1, pp: 67-71, 2003.

[30] A. Lim, Y.-M. Chee, Graph partitioning using Tabu search, *Circuits and Systems* 1991, Vol. 2, pp: 1164-1167, 1991.

[31] G. D. Morley, G. D. Grover, Tabu search optimization of optical ring transport networks, *Global Telecommunications Conference 2001*, Vol.4, pp: 2160-2164, 2001.

- [32] Ning Fu, Juebang Yu, Fuzzy tabu search algorithm for the VLSI placement problem, *Communications, Circuits and Systems and west Sino Expositions*, Vol.2, pp: 1146-1150, 2002.
- [33] D. Cvijovic, J. Klinowski, Taboo search: an approach to the multiple minima problem, *Science*, Vol.267, pp: 664-666, 1995.
- [34] M. Laguna, F. Glover, Bandwidth packing: a tabu search approach, *Management Science*, Vol. 39, pp: 492-500, 1993.
- [35] C. Y. Lee, H. G. Kang, Cell planning with capacity expansion in mobile communication: a tabu search approach, *IEEE Trans. Veh. Tech.* Vol.49, pp: 1678-1691, 2000.
- [36] F. Coppinger et al., Nonrecursive photonic filter using wavelength-selective true time delay, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.8, No. 9, pp: 1214-1216, 1996.
- [37] J. Capmany, D. Pastor, and B. Ortega, Fiber-optic microwave and millimeter wave filter with high density sampling and very high sidelobe suppression using subnanometer optical spectrum slicing, *Electron. Lett.*, Vol.35, No.6 pp: 494-496, 1999.
- [38] D. B. Hunter, R. A. Minasian Microwave optical filters using in-fiber Bragg grating arrays, *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, Vol.6, No. 2, pp: 103-105, 1996.
- [39] G. L. Li, P. K. L. Yu, Optical intensity modulators for digital and analog applications, *J. Lightwave Technol.*, Vol.21, No.9, pp: 2010-2030, 2003.
- [40] P. Hall, The square kilometre array radio telescope, in *Proc. Applications Radio Science Workshop*, Beechworth, Australia, Apr. 2000, pp: 41-46.
- [41] T. Sugiyama, M. Suzuki, S. Kubota, An integrated interference suppression scheme with adaptive equalizer for digital satellite communication systems, *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E79-B, No.2, pp: 191-196, 1996.
- [42] E. Desurvire, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*. New York: Wiley, 1994.
- [43] M. Tur, B. Moslehi, and J. Goodman, Theory of laser phase noise in recirculating fiber-optic delay lines, *J. Lightw. Technol.*, Vol.LT-3, No.1, pp: 20-31, 1985.
- [44] J. Capmany, Investigation on phase induced intensity noise in amplified fibre-optic recirculating delay line, *Electron. Lett.*, Vol.29, No.4, pp: 346-347, 1993.

- [45] J. T. Kringlebotn, K. Blotekjaer, Noise analysis of an amplified fiberoptic recirculating delay line, *J. Lightw. Technol.*, Vol.12, No.3, pp: 573–581, 1994.
- [46] J. X. Chen et al., A novel digitally tunable microwave-photonic notch filter using differential group-delay module, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.15, No.2, pp: 284–286, 2003.
- [47] V. Polo, B. Vidal, J. L. Corral, and J. Marti, Novel tunable photonic microwave filter based on laser arrays and  $N \times N$  AWG-based delay lines, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.15, No.4, pp: 584–586, 2003.
- [48] B. Vidal, V. Polo, J. L. Corral, and J. Marti, Efficient architecture for WDM photonic microwave filters, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.15, No.1, pp: 257–259, 2004.
- [49] K. Sasayama, M. Okuno, and K. Habara, Coherent optical transversal filter using silica-based single mode waveguides, *Electron. Lett.*, Vol.25, No.22, pp: 1508–1509, 1989.
- [50] K. Sasayama, M. Okuno, and K. Habara, Coherent optical transversal filter using silica-based waveguides for high speed signal processing, *J. Lightw. Technol.*, Vol.9, No.10, pp: 1225–1230, 1991.
- [51] K. Sasayama, M. Okuno, and K. Habara, Photonic FDM multichannel selector using coherent optical transversal filter, *J. Lightw. Technol.*, Vol.12, No.4, pp: 664–669, 1994.

## 攻读硕士期间发表论文

1. Jinyue Lu, Hao Chi, Xianmin Zhang, Linfang Shen, "Noise reduction using photonic microwave filter for radio over fiber system", *Microwave and Optical Techonology Letters*, Vol.48, No.2, pp: 305-307, 2006.
2. Jinyue Lu, Hao Chi, Xianmin Zhang, "Photonic microwave filter Synthesis Using Tabu algorithm", Piers2005, Hangzhou China, 2005.  
Tabu algorithm", Piers2005, Hangzhou China, 2005.