

激光与光电子学进展

微波光子雷达去斜接收机的性能分析

叶星炜^{1,2*}, 邵光灏^{1,2}, 翟计全^{1,2}, 张国强^{1,2}¹南京电子技术研究所, 江苏 南京 210039²中国电子科技集团公司智能感知技术重点实验室, 江苏 南京 210039

摘要 微波光子去斜接收机可通过光域操作实现数吉赫兹宽带线性调频信号的处理,是实现高分辨率雷达的重要途径。本文提出了微波光子去斜接收机的通用理论模型。利用此模型分析了去斜处理过程中的电域信号增益,以及接收机的噪声特性和动态范围等指标。结果表明,单路输出型微波光子去斜接收机的噪声增益为信号增益的两倍。此外还通过数值仿真研究了典型结构下微波光子去斜接收机性能随系统关键参数的变化关系。若去斜接收机的前置电放大器增益为 20 dB,则当电光调制器半波电压从 6 V 降低至 1.5 V 时,接收链路的灵敏度可优化约 10.8 dB,对应的动态范围损失在 2 dB 以下;而当半波电压低于 3 V 时,前置放大器的增益应低于 30 dB 以避免较大的动态范围损失。

关键词 光纤光学与光通信;微波光子;雷达;去斜;线性调频信号

中图分类号 TN957

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP221294

Performance Analysis of Microwave Photonic Radar Receiver with De-Chirp Processing

Ye Xingwei^{1,2*}, Shao Guanghao^{1,2}, Zhai Jiquan^{1,2}, Zhang Guoqiang^{1,2}¹Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210039, Jiangsu, China;²Key Laboratory of IntelliSense Technology, China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing 210039, Jiangsu, China

Abstract Owing to the capacity of processing linearly frequency-modulated signals with GHz-bandwidths in the optical domain, microwave photonic receivers with de-chirp processing are key to realizing radars with high resolution. In this paper, general theoretical models for microwave photonic receivers with de-chirp processing are proposed, based on which the gains for electrical signal in the de-chirp processing are derived. Moreover, the noise and dynamic range of the receiver are analyzed using the proposed models. The results reveal that the gain for noise in the microwave photonics-based de-chirping receiver with one output channel is twice that for the signal. Additionally, the impact of key parameters on the performances of a typical receiver is investigated via numerical simulations. We employ an electrical pre-amplifier with a gain of 20 dB in a photonics-based de-chirping receiver. This helps us obtain an improvement of 10.8 dB on the sensitivity with a dynamic range degradation of less than 2 dB when the half wave voltage of the electro-optical modulator decreases from 6 V to 1.5 V. However, if the half wave voltage is less than 3 V, an electrical pre-amplifier with a gain lower than 30 dB is recommended to avoid major deterioration of the dynamic range.

Key words fiber optics and optical communication; microwave photonics; radar; de-chirp processing; linearly frequency-modulated signal

1 引言

利用雷达对目标进行探测和成像具有重要的应用价值。为满足现阶段无人驾驶、智能导航等新兴场景对高分辨测距的应用需求,雷达接收机应具有处理大瞬时带宽微波信号的能力。这给现有的微波电子学带

来了严峻的挑战。若将宽带微波信号处理利用微波光子技术实现,通过将微波信号的频谱搬移至光频段,则待处理信号的相对带宽可减小 4 个数量级,宽带下的响应平坦度亦可得到优化^[1-3]。近年来,各国的研究人员已将微波光子技术运用到雷达系统中^[4],并已初步验证了该技术对雷达系统能力的得益^[5-6]。在各类微波光子

收稿日期: 2022-04-13; 修回日期: 2022-05-14; 录用日期: 2022-06-15; 网络首发日期: 2022-06-25

通信作者: *ye_xingwei@yeah.net

雷达方案中,由于基于去斜处理的微波光子雷达接收机具有结构紧凑、适应宽带线性调频(LFM)信号特性等优势而获得了多个研究团队的关注,相应的研究成果也已多次被用于外场实验验证^[7-10]。然而,关于这类接收机的研究通常着重于设计方案的创新和工作原理的突破,对增益、灵敏度等关键参数,特别是与前置电放大器级联后的性能指标尚缺少详细的分析和研究。

为此,本文从微波光子去斜接收机的共性结构出发,提出了微波光子去斜接收机的通用模型。基于该模型,本文推导了去斜接收机的处理增益,并就典型方案中接收机输入光功率和前置电放大器增益等性能参数对接收链路噪声与动态范围的影响进行了数值分析。结果表明,在接收机中,高增益前置电放大器或低半波电压调制器都可优化接收机的灵敏度,但二者的联合使用将可能对接收机的动态范围产生不利影响。此外,若去斜接收机仅有一路输出通道,则其对噪声的增益为对信号增益的两倍,级联系统噪声系数的计算公式需进行修正。

2 微波光子去斜接收机的理论分析

2.1 增益分析

针对去斜接收机处理前后信号带宽的变化问题,

本文将接收机增益定义为输出输入电信号在时域上幅度比值的平方。由于线性调频信号可视作频率变化的单音信号,本节在输入电信号为单音的假设下进行推导以简化分析过程,并将用于驱动电光调制器的雷达回波信号记为 $V_r \cos(\omega_r t)$,将光电探测器(PD)的响应度记为 r_{PD} 。

2.1.1 并联式方案

图 1 显示了并联式微波光子去斜接收机的典型结构。这类方案以单频激光作为接收机光载波,在雷达回波信号光支路以外需要另有一路光载本振信号。光载本振信号经电信号调制产生^[7],此过程亦可与微波光子雷达信号产生部分共用^[8]。回波和本振两路光信号经光滤波器除去不必要的光谱分量后叠加,并送入 PD 中通过差拍得到去斜后的低频电信号。并联式方案的特点在于,其中的光载雷达回波信号和光载微波本振信号是相互独立并且是空间上可分离的。这种可分离的优势是可通过光域的分路与多路并行叠加实现同相/正交(I/Q)混频、平衡探测等功能^[8]。然而,光载雷达回波信号和光载微波本振信号的空间分离亦会因二者光路径长度差的波动而使去斜所得电信号的相位噪声恶化^[11]。

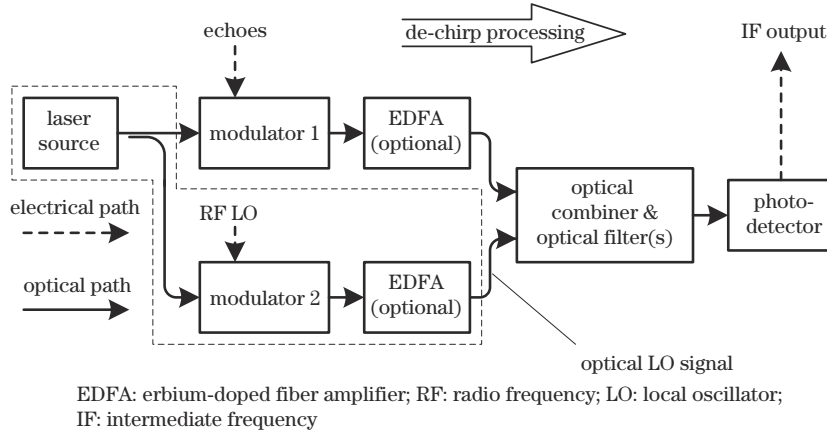


图 1 并联式微波光子去斜接收机的典型结构(其中虚线所围区域可与微波光子雷达中的信号产生模块共用)

Fig. 1 Typical structure of a parallel microwave photonic de-chirp receiver, in which components circled by dashed lines can be shared with a signal generation module in a microwave photonic radar

设单频激光载波的角频率为 ω_c ,则在小信号调制的假设下,电光调制器 1 的输出光电场即光载雷达回波信号可表示为光载波和正负一阶调制边带的叠加:

$$E_{EOM1} \propto C_{-1} \exp[j(\omega_c - \omega_r)t] + C_0 \exp(j\omega_c t) + C_{+1} \exp[j(\omega_c + \omega_r)t], \quad (1)$$

式中 C_{-1} 、 C_0 和 C_{+1} 为由不同调制方式下调制器半波电压、调制器偏置点和调制信号幅度等决定的复系数。表 1 总结了几种常见调制方式下 C_{-1} 、 C_0 和 C_{+1} 的取值。

式(1)中的 $C_{-1} \exp[j(\omega_c - \omega_r)t]$ 或 $C_{+1} \exp[j(\omega_c + \omega_r)t]$ 两项为混频去斜处理所需要的光调制边带。以

$C_{+1} \exp[j(\omega_c + \omega_r)t]$ 为例,其在光本振中对应的光谱分量为 $\sqrt{P_{LO}} \exp[j(\omega_c + \omega_L)t]$,其中 P_{LO} 表示光本振中此光谱分量的光功率, ω_L 为微波本振的角频率。经光合路与光滤波模块后, $C_{+1} \exp[j(\omega_c + \omega_r)t]$ 和 $\sqrt{P_{LO}} \exp[j(\omega_c + \omega_L)t]$ 被叠加在一起并滤出。这样,接收机 PD 接收到的光功率可表示为

$$P_{det1}(t) = \left| \sqrt{\frac{P_i}{L_{RX}}} C_{+1} \exp[j(\omega_c + \omega_r)t] + \sqrt{\frac{P_{LO}}{L_{LO}}} \exp[j(\omega_c + \omega_L)t + j\psi] \right|^2, \quad (2)$$

表 1 微波光子去斜接收机中常用的电光调制方式及对应的系数

Table 1 Commonly used modulation formats in microwave photonic de-chirp receivers and corresponding coefficients

Index	Modulation format	C_{-1}	C_0	C_{+1}
1	Phase modulation	$jJ_1\left(\frac{\pi V_r}{V_\pi}\right)$	$J_0\left(\frac{\pi V_r}{V_\pi}\right)$	$jJ_1\left(\frac{\pi V_r}{V_\pi}\right)$
2	Intensity modulation, biased at φ	$J_1\left(\frac{\pi V_r}{2V_\pi}\right)\sin\frac{\varphi}{2}$	$J_0\left(\frac{\pi V_r}{2V_\pi}\right)\cos\frac{\varphi}{2}$	$J_1\left(\frac{\pi V_r}{2V_\pi}\right)\sin\frac{\varphi}{2}$
3	Single-sideband suppressed-carrier modulation, upper sideband remains	0	0	$J_1\left(\frac{\pi V_r}{2V_\pi}\right)$

Notes: V_r : amplitude of drive signal; V_π : half wave voltage of modulator; $J_n(\cdot)$: n th-order Bessel function of first kind.

式中: P_i 为分入回波支路的光载波功率; L_{RX} 为回波支路中信号经历光衰减和光放大后的等效光损耗总和, 在光放大增益很高时 L_{RX} 可小于 1, 即代表净增益; L_{LO} 为光本振支路的等效光损耗, 该支路的光放大增益亦

已计入; ψ 为两个光谱分量在其叠加过程中引入的相对相位差。忽略光功率中的光频振荡项, 则接收机输出的光电流可表示为

$$i_{PD1}(t) = r_{PD} P_{det1}(t) = r_{PD} \left[\left(\frac{P_i}{L_{RX}} |C_{+1}|^2 + \frac{P_{LO}}{L_{LO}} \right) + 2 \sqrt{\frac{P_i P_{LO}}{L_{RX} L_{LO}}} \operatorname{Re} \left\{ C_{+1}^* \exp[j(\omega_L - \omega_r)t + j\psi] \right\} \right], \quad (3)$$

式中: $\operatorname{Re}\{\cdot\}$ 表示取实部; $(\cdot)^*$ 表示取共轭。这样, 在输出阻抗匹配的情况下, 所需频率分量对应的电压为

$$v_{IF1}(t) = \frac{1}{2} i_{PD1}(t) R = r_{PD} R \sqrt{\frac{P_i P_{LO}}{L_{RX} L_{LO}}} \cdot \operatorname{Re} \left\{ C_{+1}^* \exp[j(\omega_L - \omega_r)t + j\psi] \right\}, \quad (4)$$

式中: R 为 PD 输出端口的阻抗; 系数 $1/2$ 来源于阻抗匹配下的分压。从式(4)可得到输出电压的幅度为

$$V_{IF1} = r_{PD} R \sqrt{\frac{P_i P_{LO}}{L_{RX} L_{LO}}} |C_{+1}|_0 \quad (5)$$

故接收机的增益为

$$g_{RX1} = \left(\frac{V_{IF1}}{V_r} \right)^2 = \frac{P_i P_{LO}}{L_{RX} L_{LO}} \left(\frac{r_{PD} |C_{+1}| R}{V_r} \right)^2, \quad (6)$$

式(6)是在光载雷达回波信号中仅保留正一阶调制边

带的情况下得到的。若光载回波和光载本振都具有对称的边带, 即两侧边带的去斜结果可同相叠加, 则式(6)可推广为

$$g_{RX1} = \kappa \frac{P_i P_{LO}}{L_{RX} L_{LO}} \left(\frac{r_{PD} |C_1| R}{V_r} \right)^2, \quad (7)$$

式中: $|C_1|^2 = |C_{-1}|^2 = |C_{+1}|^2$; 系数 κ 在只利用单侧边带时取 $\kappa = 1$, 而在利用双侧边带时取 $\kappa = 4$ 。

2.1.2 串联式方案

光载微波本振信号还可以直接作为微波光子去斜接收机的光载波, 如图 2 中的串联结构所示。其中, 回波电光调制部分应避免抑制载波的调制方法以保留本振信息。对比图 1 和图 2 可以得出, 串联式方案仅有一支路, 结构更为简单。然而, 本振与回波信号合为一体的信号流限制了这类接收机在功能上的改进。

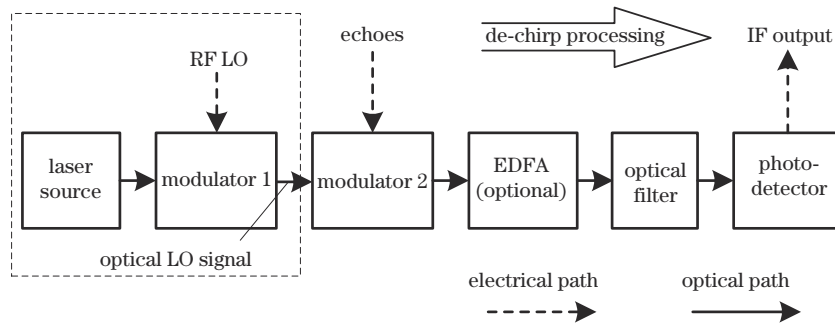


图 2 串联式微波光子去斜接收机的典型结构(其中虚线所围区域可与微波光子雷达中的信号产生模块共用)

Fig. 2 Typical structure of a serial microwave photonic de-chirp receiver, in which components circled by dashed lines can be shared with signal generation module in a microwave photonic radar

作为接收机光载波的光载微波本振信号一般具有两个相互分离的有效光谱分量 A 与 B^[10, 12], 这两个分量之间的频率差与微波本振信号的频率 ω_L 相同。不

妨设 A 为下边带, B 为上边带, 即 $\omega_A < \omega_B$ 。这样, 输入接收机调制器的光载波可表示为

$$E_{RC2} \propto \sqrt{P_A} \exp(j\omega_A t) + \sqrt{P_B} \exp(j\omega_B t), \quad (8)$$

式中, P_A 和 P_B 以及 ω_A 和 ω_B 分别为光谱分量 A 与 B 的光功率和角频率, 且有 $\omega_B - \omega_A = \omega_L$ 。经电光调制后, A 与 B 都会产生携有雷达回波信息的调制边带。在小信号调制下, 此处产生的调制边带以正负一阶为主。不同调制方式下正负一阶边带和光载波的复系数同样如表 1 所示。由于微波本振信号的频率与雷达回波信号的频率相近, A 载波分量经调制后产生的正一阶边带 $A^{(+)}$ 将处于 B 载波分量的光谱区域附近, 而 B 载波分量经调制后产生的负一阶边带 $B^{(-)}$ 将处于 A 载波分量的光谱区域附近。值得注意的是, 由于在串联式方案中, 微波光子去斜接收机输出的低频去斜信号来源于 $A^{(+)}$ 边带与 B 载波分量的差拍或 $B^{(-)}$ 边带与 A 载波分量的差拍, 接收机在电光调制部分应选取相位调制、正交偏

置下的强度调制等可将载波分量保留的调制方式。电光调制后的光滤波器用于去除不需要的调制边带, 并将 $A^{(+)}$ 边带与 B 载波分量以及 $B^{(-)}$ 边带与 A 载波分量中的一个或两个送入接收机 PD 中。当仅有 $B^{(-)}$ 边带与 A 载波分量被选用时, 输入 PD 的光功率可表示为

$$P_{\text{det}2A}(t) = \left| \sqrt{\frac{P_A}{L_{\text{RX}}}} C_0 \exp(j\omega_A t) + \sqrt{\frac{P_B}{L_{\text{RX}}}} C_{-1} \exp[j(\omega_B - \omega_r)t] \right|^2, \quad (9)$$

式中, L_{RX} 为链路中信号经历光衰减和光放大后的总和等效光损耗。这样, 在忽略光功率中的光频振荡项时, 接收机输出的光电流可表示为

$$i_{\text{PD}2A}(t) = r_{\text{PD}} \left\{ \frac{1}{L_{\text{RX}}} (P_A |C_0|^2 + P_B |C_{-1}|^2) + \frac{2}{L_{\text{RX}}} \sqrt{P_A P_B} \text{Re} \left\{ C_0^* C_{-1} \exp[j(\omega_L - \omega_r)t] \right\} \right\}. \quad (10)$$

在输出阻抗匹配且阻抗为 R 的情况下, 所需频率分量的电压幅度为

$$V_{\text{IF}2} = r_{\text{PD}} R \frac{\sqrt{P_A P_B}}{L_{\text{RX}}} |C_0^* C_{-1}|. \quad (11)$$

则接收机的增益为

$$g_{\text{RX}2A} = \left(\frac{V_{\text{IF}2}}{V_r} \right)^2 = P_A P_B \left(\frac{r_{\text{PD}} |C_0^* C_{-1}| R}{L_{\text{RX}} V_r} \right)^2. \quad (12)$$

类似地, 当仅有 A 的正一阶边带与 B 被选用时, 接收机的增益为

$$g_{\text{RX}2B} = P_A P_B \left(\frac{r_{\text{PD}} |C_{+1} C_0| R}{L_{\text{RX}} V_r} \right)^2. \quad (13)$$

若有 $C_0^* C_{-1} = C_{+1} C_0$, 则两组差拍分量的结果可同相叠加。故可将式(12)推广为

$$g_{\text{RX}2} = \kappa P_A P_B \left(\frac{r_{\text{PD}} |C_0 C_1| R}{L_{\text{RX}} V_r} \right)^2, \quad (14)$$

式中: $|C_0^* C_{-1}| = |C_{+1} C_0| = |C_0 C_1|$; 系数 κ 在只利用一组差拍分量时取 $\kappa = 1$, 而在利用两组差拍分量时取 $\kappa = 4$ 。特别地, 对于电光相位调制, 有 $C_0^* C_{-1} = -C_{+1} C_0$, 故在光去斜接收机选用相位调制方式时, 为避免差拍结果的相互抵消, 光谱操控单元须滤除一组差拍分量, 即取 $\kappa = 1$ 。

2.2 噪声与动态范围分析

作为一种有源功能单元, 微波光子去斜接收机在实现雷达回波信号处理的同时会引入额外的噪声, 进而影响雷达系统的灵敏度。

2.2.1 噪声来源

接收机输出的电域去斜结果中, 噪声的主要来源有热噪声 n_{TH} 、光电探测过程中的散粒噪声 n_{SHOT} 、激光源的相对强度噪声 n_{RIN} 、光放大器噪声 n_{EDFA} , 以及光去斜接收机的射频输入噪声。

光放大器噪声: 以掺铒光纤放大器(EDFA)为例, 其引入的自发辐射会通过 PD 的差拍作用转移到输出的电信号上, 提升电噪声功率。对于微波光子去斜接收机中常用的 EDFA-调制器结构, EDFA 在链路中处于光损耗器件的前方, 对噪声的提升 n_{EDFA} 可等效为相对强度噪声系数 r_{in} 的增加^[13]。

射频输入噪声: 对于宽带 LFM 回波, 输入微波光子去斜接收机的噪声为宽带噪声, 其功率谱密度 $n_{\text{E-in}}$ 因经过前级的电域放大而显著高于 -174 dBm/Hz。宽带噪声在光子接收机中通过光域手段与宽带本振混频, 利用文献[14]中的子波段法可导出其输出谱位于基带, 谱密度在零频附近取到最大值 $n_{\text{E-out}}$, 并随频率升高而线性滚降至 0。 $n_{\text{E-out}}$ 的取值与接收机增益 g_{RX} 的关系为

$$n_{\text{E-out}} = 2g_{\text{RX}} n_{\text{E-in}}, \quad (15)$$

式中的系数 2 源于计算过程中输出噪声在负频率上有与正频率处对称的非 0 取值, 计算功率谱密度时需将其翻折叠加至正频率处。式(15)显示, 去斜接收机对噪声的增益与接收机对信号的增益存在差异, 这将使接收机的噪声系数等特性不同于一般的微波二端口网络。

值得一提的是, 由于并联方案存在两路光信号的合路, 若两条光支路间的延时差具有较大波动或激光源的线宽较宽, 则接收机输出中可观察到额外产生的噪声, 这使得其他参数相近时并联方案的噪声略高于串联方案。

2.2.2 总噪声与噪声系数

因为接收机中的各种噪声互不相干, 其功率谱密度叠加后的结果即构成了接收机输出总噪声的功率谱密度。现将与输入电信号无关的噪声 n_{TH} 、 n_{SHOT} 、 n_{RIN} 、 n_{EDFA} 等合并为 Δn_{OPT} 。由于去斜输出信号的频段同样在零频附近, 该频段射频输入噪声的谱密度近于其峰值, 故输出总噪声的功率谱密度可表示为

$$n_R = n_{E-out} + \Delta n_{OPT} \quad (16)$$

令 n_{E-in} 为 $T_0 = 290 \text{ K}$ 下的标准热噪声, 即 $n_{E-in} = k_B T_0$, k_B 为玻尔兹曼常数, 则代入式(15)可得到去斜接收机的噪声系数为

$$F_{RX} = \frac{n_R / (k_B T_0)}{g_{RX}} = 2 + \frac{\Delta n_{OPT}}{g_{RX} k_B T_0} \quad (17)$$

若将前级的低噪放一并纳入分析, 可推出级联系统的总噪声系数为

$$F_R = 2F_E + \frac{F_{RX} - 2}{g_E} \quad (18)$$

式中, g_E 和 F_E 分别表示前级低噪放的增益和噪声系数。与经典的噪声系数计算公式相比, 式(17)和式(18)中的常数值发生了变化, 这是因为此处分析的去斜接收机对信号的增益仅为对噪声增益的 $1/2$ 。

2.2.3 灵敏度

由于经去斜接收机处理后的雷达回波信号通常在频域进行检测与识别, 去斜接收机的输出信噪比可定义为输出信号功率 s_R 与频率分辨单元 Δf 内总噪声功率的比值:

$$R_{SN} = \frac{s_R}{n_R \Delta f} \quad (19)$$

若前置放大器和光去斜接收机级联后的总增益和总噪声系数分别为 g_R 和 F_R , 则在输入噪声为 $T_0 = 290 \text{ K}$ 的标准热噪声、输入信号功率为 s_{in} 时的输出信号功率和输出噪声功率分别为

$$s_R = s_{in} g_R, \quad n_R = k_B T_0 g_R F_R \quad (20)$$

注意到频率分辨单元为信号时宽 τ_0 的倒数, 即 $\Delta f = 1/\tau_0$, 则式(19)可改写为

$$R_{SN} = \frac{s_{in} \tau_0}{k_B T_0 F_R} \quad (21)$$

若要求输出信噪比不小于识别系数 M , 则输入信号的功率需满足:

$$s_{in} \geq \frac{1}{\tau_0} k_B T_0 F_R M = s_{min} \quad (22)$$

即得到了接收机灵敏度 s_{min} 的表达式。从式(22)可以看出, 去斜接收机在处理 LFM 雷达回波时, 其灵敏度与信号的时宽成反比, 而与信号的带宽 B 无关。同时, 对比一般接收机灵敏度的计算公式 $s'_{min} = k_B T_0 B F_R M$ 可知, 去斜接收机与频域的信号检测相结合后可将接收机的灵敏度降至一般接收机的 $1/(\tau_0 B)$, 即实现了数值为信号时宽带宽积的信噪比增益。

2.2.4 动态范围

与灵敏度的分析类似, 在计算宽带信号下去斜接收机的动态范围时, 系统的噪声带宽与发射信号的带宽 B 无关, 应取为一个频率分辨单元, 即 $\Delta f = 1/\tau_0$ 。因此, 对于前置电放大器和光去斜接收机级联后的接收链路, 若前置电放大器工作于线性区, 则级联链路压缩动态范围的对数表达为

$$R_{CD}(\text{dB}) = P_{-1} - 10 \lg \left(\frac{n_R}{\tau_0} \right) + 1 = P_{-1} - 10 \lg \left(\frac{s_{min} g_R}{M} \right) + 1 \quad (23)$$

式中: P_{-1} 为输出 1 dB 增益压缩点, 在忽略光放大和 PD 的非线性响应时其取值可由式(7)或式(14)确定; n_R 为式(16)中定义的接收机输出噪声谱密度。观察串并联两种方案的增益表达式(14)和式(7)以及表 1 可知, 串联方案的增益表达式中多了小信号下随输入信号功率增大而减小的 J_0 项。这说明相比于并联方案, 其他参数相近时的串联方案具有更小的输出 1 dB 增益压缩点。若并联方案中光合路结构额外引入的噪声较低, 则串联方案的动态范围将小于并联方案。

3 数值分析与讨论

为研究系统主要参数对微波光子去斜接收机性能的影响, 现基于文献[9]中的接收机结构进行仿真计算。如图 3 所示, 该接收机属于串联式方案, 通过电光相位调制将雷达回波调制到光本振上, 并利用光滤波器去除一侧的光谱以避免差拍结果抵消, 故取 $\kappa = 1$ 。设 $L_{RX} = 6 \text{ dB}$, $r_{PD} = 0.65 \text{ A/W}$, $R = 50 \Omega$, $P_A = P_B = P_O$, 光源和 EDFA 联合作用下的等效相对强度噪声系数 $r_{in} = -152 \text{ dB/Hz}$ 。

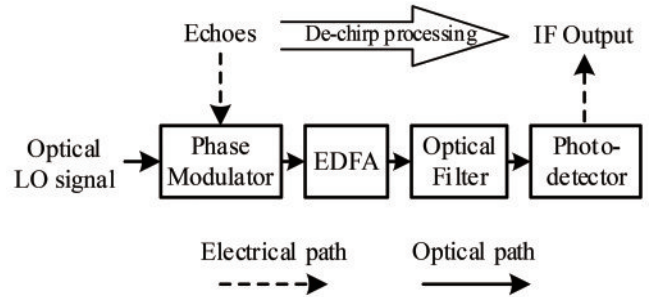


图 3 用于分析的微波光子去斜接收机的示意图^[9]

Fig. 3 Schematic diagram of microwave photonic de-chirp receiver for analysis^[9]

首先利用文献[15]中的蒙特卡罗方法对理论分析中微波光子去斜接收机对信号和对噪声增益的关系进行验证。在计算中, 设 $P_A = P_B = 10 \text{ dBm}$, 接收机处理的线性调频信号的时宽为 $10 \mu\text{s}$, 带宽为 B , 中心频率为 10 GHz , 回波信号的延时为 4 ns ; 输入微波光子雷达去斜接收机的回波信号由于经历了电域的放大而存在功率谱密度为 -120 dBm/Hz 、带宽等于信号带宽的宽带噪声; 而回波信号中信号功率的大小为 -20 dBm 。图 4 显示了不同带宽 B 取值下蒙特卡罗仿真得到的噪声增益与信号增益差值。其中每个带宽取值计算了 500 次, 噪声增益用 10 MHz 处功率谱密度取值与输入谱取值(即 -120 dBm/Hz)之差表示, 误差条的上下界代表 95% 置信区间。图 4 说明, 单路输出微

波光子雷达去斜接收机对信号的增益为对噪声增益的 1/2,且这个关系不随信号带宽变化,与理论分析一致。图 4 的子图显示了 $B = 2$ GHz 时去斜接收机输出信号的功率谱,其中的纵坐标为线性坐标,曲线以 500 次仿真所得功率谱的均值呈现。可以看出,输出噪声谱表现为线性滚降,这亦与理论分析吻合。

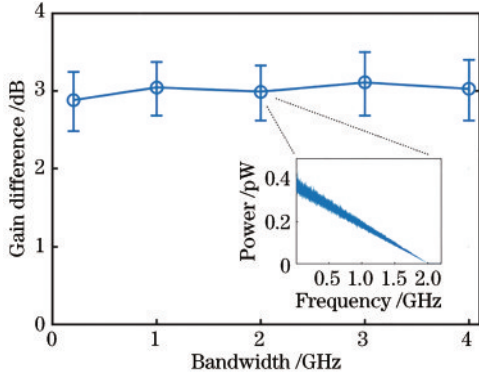


图 4 微波光子去斜接收机对噪声和对信号增益差值的蒙特卡罗仿真结果(子图为雷达回波带宽为 2 GHz 时接收机输出信号的功率谱)

Fig. 4 Results of Monte-Carlo simulations of difference between gain for noise and gain for signal in microwave photonic de-chirp receiver (Power spectrum of receiver output signal is illustrated as inset, in which bandwidth of radar echo is 2 GHz)

图 5 显示了微波光子去斜接收机的增益 g_{RX} 、输出 1-dB 增益压缩点 P_{-1} 和噪声系数 F_{RX} 等指标随调制器半波电压 V_{π} 的变化,其中的光功率 $P_O = 10$ dBm。与一般模拟光链路一致,接收机的增益随半波电压的增大

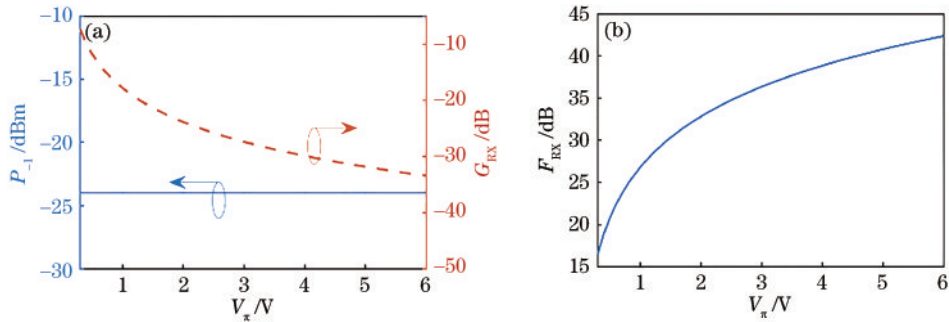


图 5 不同半波电压下微波光子去斜接收机的性能。(a) 增益和输出 1-dB 压缩点;(b) 噪声系数

Fig. 5 Performance of microwave photonic de-chirp receiver with different half wave voltages. (a) Gain and output 1-dB compression point; (b) noise figure

图 7 显示了不同 V_{π} 和 P_O 下前置低噪放和微波光子去斜接收机级联后的整体性能。其中,设低噪放工作于线性区,其噪声系数为 3 dB,增益 G_E 分别为 10、20、30、40、50 dB。为计算灵敏度和动态范围,设信号时宽 $\tau_0 = 100 \mu s$ 、识别系数 $M = 13$ dB。根据式(22),此时的灵敏度与噪声系数在数值上的差异是固定的,因此可将噪声系数和灵敏度分别作为左右纵轴,在同一幅图中将二者的结果绘出。图 7(a)~7(c)显示,除降低

而减低,相应的噪声系数也随半波电压的增大而恶化。根据式(14)和表 1,输入 1-dB 压缩点对应的电压 V_{in-1} 满足方程 $J_0(\pi V_{in-1}/V_{\pi})J_1(\pi V_{in-1}/V_{\pi})/V_{in-1} = A \lim_{x \rightarrow 0} [J_0(\pi x/V_{\pi})J_1(\pi x/V_{\pi})/x]$,其中 A 为由光功率等决定的参数。由于在 x 为小量时有近似关系 $J_0(x) \approx 1$ 和 $J_1(x) \approx x/2$,故小信号下的增益与 V_{π} 成反比;而 V_{in-1} 可表示为 $V_{in-1} = \phi_{-1}V_{\pi}/\pi$,其中常数 ϕ_{-1} 为方程 $J_0(\phi_{-1})J_1(\phi_{-1})/\phi_{-1} = A/2$ 的解,故 V_{in-1} 与 V_{π} 成正比。因此接收机增益与输入 1 dB 压缩点随半波电压的变化趋势相互抵消,输出 1-dB 压缩点不随调制器半波电压变化,如图 5(a)中的实线所示。接收机性能随光功率 P_O 的变化如图 6 所示,其中 $V_{\pi} = 3$ V。从图 6 中可以得出,接收机增益随着接收机输入光功率的提高而增加,其变化率为 2 dB/dBm,这是式(14)中光功率具有 2 次幂的直接体现。在忽略 PD 非线性时,光子去斜接收机的非线性响应主要来自电光调制,与光功率无关,故 P_{-1} 的变化趋势与增益一致。在光功率较小时,由于接收机的损耗较大,其输出噪声主要为热噪声,相应的噪声系数在对数表示下与增益的相反数接近,并随光功率的增大而减小。随着光功率的逐渐增加,相对强度噪声和 EDFA 噪声逐渐成为接收机输出噪声中的主要部分。由于这两种噪声强度相对光功率的变化率亦为 2 dB/dBm,故接收机噪声系数的减小趋势逐渐平缓。注意到接收机的噪声系数在光功率大于 10 dBm 时仍较高。这表明在光去斜接收机之前须设置低噪声电放大器以保证级联后整个接收链路的性能。

V_{π} 和提升 P_O 之外,增大前置低噪放的增益亦可优化级联链路的噪声系数。然而,当低噪放的增益大于 40 dB 后,由于光域噪声已不再是输出噪声中的主要分量,级联链路噪声系数的优化幅度将显著小于低噪放增益的提升幅度。并且,由于光去斜接收机对信号的增益是对噪声增益的 1/2,级联链路的噪声系数至少比低噪放的噪声系数恶化 3 dB。图 7(d)~7(f)所示的动态范围表明,增大 P_O 对动态范围的提升起正面作用,但 P_O 高

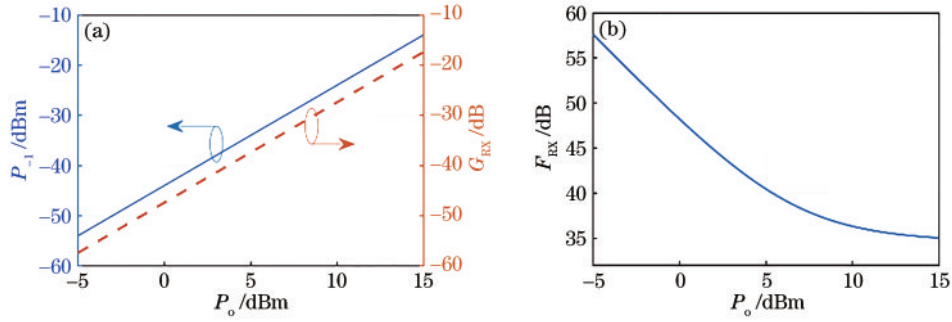


图 6 不同光功率下微波光子去斜接收机的性能。(a) 增益和输出 1-dB 压缩点; (b) 噪声系数

Fig. 6 Performance of microwave photonic de-chirp receiver with different optical powers. (a) Gain and output 1-dB compression point; (b) noise figure

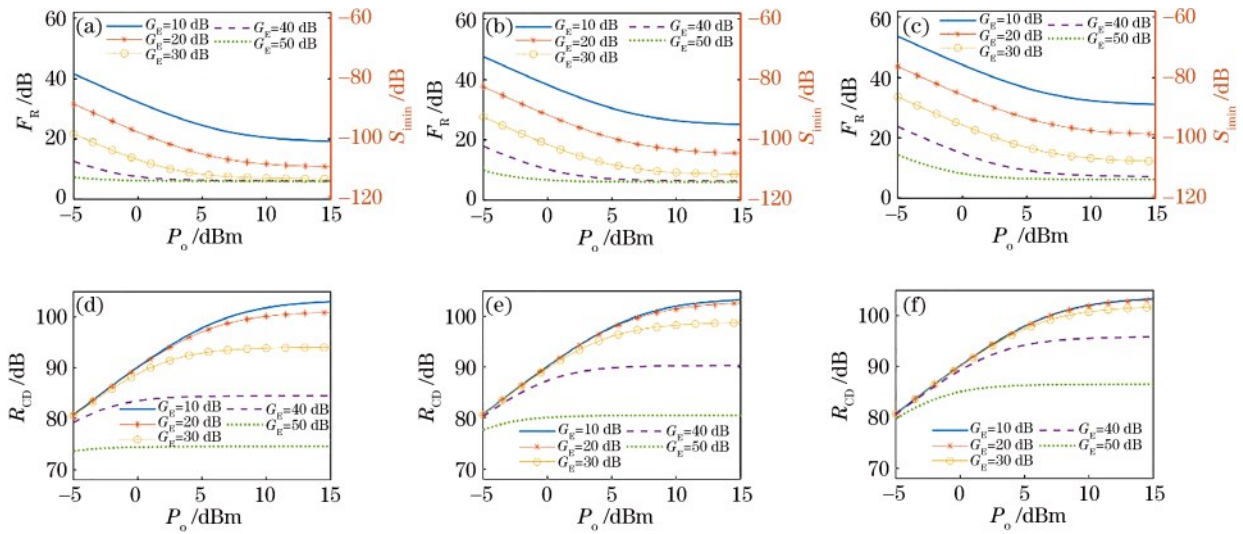


图 7 微波光子去斜接收机与前置电放大器级联后性能随光功率 P_o 和电放大器增益 G_E 的变化关系(其中的噪声带宽取为与 $100 \mu s$ 信号时宽对应的 10 kHz)。 (a)、(b)、(c) 噪声系数和灵敏度; (d)、(e)、(f) 动态范围; 对应的 V_π 分别为 (a)、(d) 1.5 V , (b)、(e) 3 V 和 (c)、(f) 6 V

Fig. 7 Performance of microwave photonic de-chirp receiver with electrical pre-amplification, in which multiple values of optical power P_o and amplifier gain G_E are taken (Noise bandwidth is 10 kHz which corresponds to a time duration of $100 \mu s$). (a), (b), (c) Noise figure and sensitivity; (d), (e), (f) dynamic range. Values of V_π are (a), (d) 1.5 V , (b), (e) 3 V , and (c), (f) 6 V , respectively

于 7 dBm 后动态范围的增加已不明显; 而当低噪声放的增益提升时, 若对应灵敏度的改善幅度小于增益的提升, 则级联链路的动态范围将下降。

级联链路性能随调制器半波电压 V_π 的变化关系图 8 所示, 其中有 $P_o = 10 \text{ dBm}$ 。可以看出, 若前置低噪声放的增益适中, 则降低 V_π 可在显著改善链路噪声系

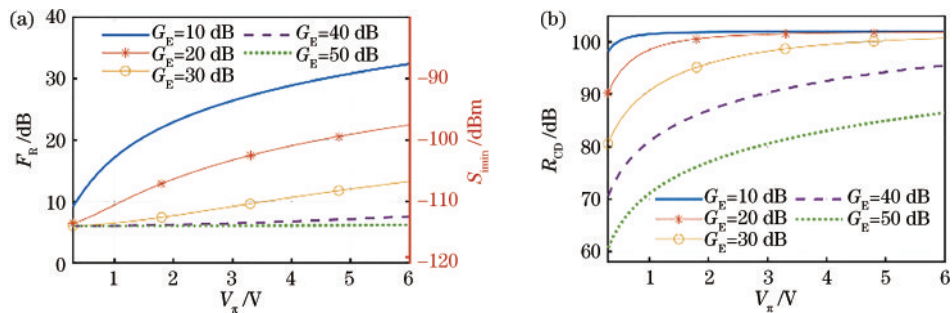


图 8 微波光子去斜接收机与前置电放大器级联后接收链路性能随 V_π 和电放大器增益 G_E 的变化关系(其中的噪声带宽取为与 $100 \mu s$ 信号时宽对应的 10 kHz , 对应的 P_o 为 10 dBm)。 (a) 噪声系数和灵敏度; (b) 动态范围

Fig. 8 Performance of microwave photonic de-chirp receiver with electrical pre-amplification, in which multiple values of half wave voltage V_π and amplifier gain G_E are taken (Noise bandwidth is 10 kHz which corresponds to a time duration of $100 \mu s$, and optical power P_o is 10 dBm). (a) Noise figure and sensitivity; (b) dynamic range

数的同时保持较高的链路动态范围。例如低噪放的增益为 20 dB 时,若 V_{π} 从 6 V 降低至 1.5 V,则噪声系数可优化 10.8 dB,而动态范围仅下降 1.8 dB。而若低噪放的增益较高,则低 V_{π} 下过高的低噪放增益将明显降低接收链路的动态范围。例如,若 V_{π} 为 3 V,则当低噪放的增益由 30 dB 增加至 40 dB 时,接收链路的动态范围将有接近 8 dB 的损失。这表明,半波电压低于 3 V 时,前置电放大器的增益应低于 30 dB 以避免较大的动态范围损失。可见,微波光子去斜接收机的特性与基本射频光传链路^[16]是类似的。

为更清晰地显示动态范围,现计算不同低噪放增益和 V_{π} 下级联链路能够有效进行线性处理的输入电平区间。 $V_{\pi}=1.5\text{ V}$ 、 $V_{\pi}=3\text{ V}$ 和 $V_{\pi}=6\text{ V}$ 的计算结果分别如图 9 中的虚线、实线和点线所围区域所示。其中,线性处理区间的上限为与输出 P_{-1} 对应的输入信号功率,下限为接收机的灵敏度,计算中仍取 $P_0=10\text{ dBm}$ 。从图 9 可以看出,低噪放增益的增加和 V_{π} 的降低可使级联链路的线性处理区间向更微弱信号的方向移动。在低噪放增益提升的过程中,由于级联链路的动态范围降低,线性处理区间的宽度亦随之变小。图 9 的结果亦说明,若接收机前置电放大器的增益较高,降低 V_{π} 对整体接收链路性能的提升作用并不明显。

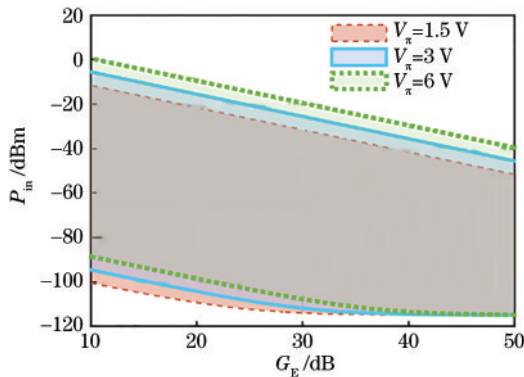


图 9 微波光子去斜接收机与前置电放大器级联后的输入线性处理区间和电放大器增益的关系

Fig. 9 Relationship between input linear processing region and gain of electrical amplifier in microwave photonic de-chirp receiver with electrical pre-amplification

需要说明的是,本文的研究旨在通过理论建模与数值仿真分析微波光子雷达去斜接收机的主要器件参数与灵敏度、动态范围等系统关键指标间的关系,因此忽略了电光调制以外的非线性响应和其他一些非理想效应以简化模型、突出重点。另一方面,对于本节分析研究的光混频去斜接收机,其特点是光载微波本振和去斜输出都是单通道。一些新提出的方案中采用了更为复杂的结构,例如,在文献[8]中,I/Q 两路去斜的联合使用可避免负频率噪声谱的翻折叠加,使去斜接收机对噪声的增益等同于对信号的增益。此时仅需对前

述的分析结果进行相应修正,即可进一步扩展本文所提出模型的应用场景。

4 结 论

本文总结了微波光子去斜接收机的基本结构,提出了通用模型,并以此为基础从理论和数值两个方面分析了典型接收机方案的去斜增益以及噪声系数和动态范围等关键参数。分析结果表明,在现有光电器件水平下,微波光子去斜接收机在接收去斜过程中具有较大转换损耗,需配合电放大器才可满足雷达系统的需求。同时,由于单路输出型去斜接收机对信号的增益为对噪声增益的 1/2,其噪声系数及相关参数的计算需做出修正。本文提出的分析方法和得到的结果将有望为微波光子雷达接收机的结构设计、指标分配、器件选型与系统性能优化提供理论指导。

参 考 文 献

- [1] 李赫,赵尚弘,吴吉祥,等.基于微波光子的可重构变频移相信号产生[J].光学学报,2020,40(8):0825001.
Li H, Zhao S H, Wu J X, et al. Generation of reconfigurable frequency-conversion signals with full-range phase shift based on microwave photonics[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(8): 0825001.
- [2] 刘元,李晶,贺永娇,等.基于双平行马赫-曾德尔调制器和平衡光电探测器的四倍频可调对称三角形函数波形信号发生器[J].光学学报,2021,41(19):1906005.
Liu Y, Li J, He Y J, et al. Generator of signals with quadruple frequency and triangular waveform tunable in symmetry based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator and balanced photodetector[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(19): 1906005.
- [3] 梅理,崇毓华,朱宇鹏,等.基于可调光延迟线的微波光子零中频接收机研究[J].中国激光,2021,48(9):0906001.
Mei L, Chong Y H, Zhu Y P, et al. Optical delay line-based microwave photonic zero-intermediate-frequency receiver[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(9): 0906001.
- [4] 邢云路,李尚远,薛晓晓,等.高频宽带分布相参微波光子成像雷达研究[J].中国激光,2021,48(15):1517003.
Xing Y L, Li S Y, Xue X X, et al. High-frequency broadband-distributed coherent-aperture microwave photonic imaging radar[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(15): 1517003.
- [5] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. A fully photonics-based coherent radar system[J]. Nature, 2014, 507(7492): 341-345.
- [6] Pan S L, Ye X W, Zhang Y M, et al. Microwave photonic array radars[J]. IEEE Journal of Microwaves, 2021, 1(1): 176-190.
- [7] Li R M, Li W Z, Ding M L, et al. Demonstration of a microwave photonic synthetic aperture radar based on photonic-assisted signal generation and stretch processing [J]. Optics Express, 2017, 25(13): 14334-14340.
- [8] Ye X W, Zhang F Z, Yang Y, et al. Photonics-based

- radar with balanced I/Q de-chirping for interference-suppressed high-resolution detection and imaging[J]. *Photonics Research*, 2019, 7(3): 265-272.
- [9] Zhang F Z, Guo Q S, Wang Z Q, et al. Photonics-based broadband radar for high-resolution and real-time inverse synthetic aperture imaging[J]. *Optics Express*, 2017, 25(14): 16274-16281.
- [10] Wang A L, Wo J H, Luo X, et al. Ka-band microwave photonic ultra-wideband imaging radar for capturing quantitative target information[J]. *Optics Express*, 2018, 26(16): 20708-20717.
- [11] Yang J Y, Li R M, Mo Z W, et al. Channelized photonic-assisted deramp receiver with an extended detection distance along the range direction for LFM-CW radars[J]. *Optics Express*, 2020, 28(5): 7576-7584.
- [12] Zhang F Z, Guo Q S, Zhang Y, et al. Photonics-based real-time and high-resolution ISAR imaging of non-cooperative target[J]. *Chinese Optics Letters*, 2017, 15(11): 112801.
- [13] Marpaung D A I. High dynamic range analog photonic links: design and implementation[D]. Enschede: University of Twente, 2009.
- [14] Becker P C, Olsson N A, Simpson J R, et al. Erbium-doped fiber amplifiers: fundamentals and technology[M]. San Diego: Academic Press, 1999.
- [15] Nickel D V. Monte-Carlo simulations of multimode speckle noise in photonic summation devices[J]. *Optics Express*, 2020, 28(26): 39799-39806.
- [16] 邵光灏, 翟计全, 叶星炜, 等. 射频光传输雷达接收链路的系统优化[J]. *红外与激光工程*, 2021, 50(11): 20210251.
- Shao G H, Zhai J Q, Ye X W, et al. System optimization for radio-over-fiber radar receiving link[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(11): 20210251.