

分类号: TM46

密 级:

单位代码: 10335

学 号: 21610090

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 集成于光伏功率优化器的电力线
载波通信方法研究

英文论文题目: Research on Embedding Power Line
Communication in Photovoltaic Power Optimizer

申请人姓名: 朱越

指导教师: 何湘宁

合作导师: 吴建德

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2019 年 1 月

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21610090

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 集成于光伏功率优化器的电力线
载波通信方法研究

英文论文题目: Research on Embedding Power Line
Communication in Photovoltaic Power Optimizer

申请人姓名: 朱越

指导教师: 何湘宁

合作导师: 吴建德

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2019 年 1 月

集成于光伏功率优化器的电力线载波通信方法



论文作者签名: 朱越

指导教师签名: 何湘宁

论文评阅人 1: 隐名评阅

评阅人 2: 隐名评阅

评阅人 3: 隐名评阅

答辩委员会主席: 邓 焰 教授

委员 1: 何湘宁 教授

委员 2: 杭丽君 教授

委员 3: 李武华 教授

委员 4: 石健将 教授

委员 5: 吴建德 副研究员

答辩日期: 2019 年 3 月 9

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名： 朱越 签字日期： 2019 年 3 月 14 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名： 朱越

导师签名： 王

签字日期： 2019 年 3 月 14 日

签字日期： 2019 年 3 月 14 日

致 谢

硕士研究生的时光是我人生中的宝贵财富,是个人成长的重要阶段。三年来,自己变得更加成熟,更加自信,对未来也充满了憧憬与希望。这其中自然少不了老师、同学、朋友、家人给予我的种种帮助,于论文完成之际,对他们表示衷心的感谢。

谨向我的导师何湘宁教授和吴建德博士表示由衷的敬意与感谢。何老师凭借敏锐的科学洞察力帮助我们把握研究方向,在我的几个人生重要节点中,何老师都给予我宝贵的机会,提供极其有价值的建议,尊重且支持我的选择。

吴老师对科研工作充满热情,一丝不苟,精益求精。具体的理论分析、调电路、编程序等工作,吴老师常常会身体力行,遇到科研问题也会与实验室同学一起讨论分析。在浮躁的社会大环境下,吴老师仍然保持着中国学者最本真纯粹的一面,让我尤为敬佩。吴老师以学生为本,尊重每一位同学的想法与选择,为实验室营造了自由的学术氛围。在此向吴老师表达衷心的感谢与祝福!

感谢帝国理工学院的 Tim Green 教授给予我学术交流机会和经济支持,让我能够在世界顶级的电力实验室进行研究。感谢帝国理工学院的顾云杰博士、向鑫博士、李奕瞳师兄给予我学术的耐心指导和生活中的种种帮助,让我在异国他乡的困难时光里坚持了下去,三位师兄对学术研究的苛求和对生活的洒脱也深深地影响着我。感谢阿斯顿大学的林征宇老师对我论文的指导和在英国生活的帮助。还要感谢课题组的李武华老师、邓焰老师、胡斯登老师和陈宏老师,在不同时间段都给予了我重要的指导与帮助。

感谢 211 大家庭中的每一位成员给我的指导与帮助,与我一同奋斗,一同讨论学术、调电路、一起吃饭、喝酒、谈天说地,让我在学校的生活更加丰富多彩。他们是:杜进师兄、王睿驰师姐、钱中南师兄、王志鹏师兄、同级同学张若琦、杨伟伟、闫睿、冯正阳,和徐晓筱、赵科科、陈竞辉、程泽乾、许晨航等师弟师妹。

感谢阳光电源公司的徐君博士、许林冲、江才工程师在我实习过程中给予我的指导与帮助。

感谢我的室友谷恭山、崔鸿志、孟繁煦两年来的帮助与陪伴。感谢浙大的同

学汪洋、李冠西、金炫智、金鑫、冯喆、陈怡等人的帮助与照应。

感谢我的女友胡余冰多年来对我的支持与鼓励，给予我的陪伴与温暖。拥有这份感情是我最幸运的事。

感谢父母对我无私的关爱，尊重我的每一个决定，给予我最大的支持，未曾错过我人生中的重要时刻，在我遇到困境时也总是出现在我身边。祝愿父母身体健康，快乐幸福。

朱越

2018.1 于求是园

摘 要

光伏组串系统中存在组件失配问题，会造成功率潜能的浪费。通过给组串中每个组件连接光伏功率优化器(DC-DC power optimizer, DCPO)，可以解决失配问题，实现分布式最大功率跟踪。同时，随着对光伏系统系统远程监测、控制的需求增加，光伏通信系统的搭建已成为重要研究课题。

本文提出了一种将电力线载波通信技术(Power Line Communication, PLC)集成于光伏功率优化器中的通信方法：将通信信号调制于优化器的功率控制环节，并通过串联连接的电力线缆传输至其余优化器。

首先，本文对光伏组串中组件级失配导致潜能浪费的问题进行分析，从而引出优化器的使用意义，选择了 Buck 型优化器进行后续分析。其次，本文搭建了通信系统数学模型，理论验证了通信方案，并计算了通信功率损耗。再次，本文对数据传输进行了设计，选择差分相移键控(DPSK)作为调制方案，通过软件程序对信号进行解调，并对光伏系统中的不同噪声进行了分析和测量，得到了通信信噪比。最后，本文对优化器和通信方案进行了样机设计，搭建了六个节点的光伏组串，验证了本方法的可行性和有效性。

关键词：光伏系统，光伏优化器，电力线载波通信，功率信号复合传输

Abstract

In Photovoltaic (PV) system, DC-DC power optimizer (DCPO) is an option to solve mismatch problem and to maximize output power. At the same time, data links among DCPOs are often required for system monitoring and controlling. The communication method design in PV system has now become a popular subject.

This paper proposes a novel power line communication (PLC) method for the DCPOs, in which the data of a DCPO is modulated into the control loop of power converter, and then transmitted through the series-connected dc power line to other DCPOs.

The causes and consequences of PV module mismatch problem is first analyzed, which leads to the meaning of installing DCPO. After making comparison of different types of DCPOs, Buck DCPO is employed for further discussion. To analyze the quality of communication, the communication model of the system is built. In the process of communication, differential phase shift keying (DPSK) modulation and discrete Fourier transformation (DFT) demodulation are employed. Furthermore, the noises of the system, including switching, maximum power point tracking (MPPT) and additive white Gaussian noise (AWGN), are discussed and measured to evaluate the signal-to-noise ratio (SNR). At last, an experimental system including 6 DCPOs is established and tested, which verifies the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Key words: Photovoltaic (PV) system, DC power optimizer, Power line communication (PLC), Power signal dual modulation (PSDM)

目 录

致 谢	I
摘 要	III
Abstract	IV
第 1 章 绪论	1
1.1 光伏电池的输出特性	1
1.2 光伏并网系统的结构	4
1.3 智能光伏系统通信解决方案	6
1.4 本文主要研究内容	9
第 2 章 光伏功率优化器	11
2.1 光伏组件失配问题	11
2.2 优化器种类、工作原理及拓扑	13
2.3 集成于优化器的电力线通信技术原理	19
第 3 章 通信系统模型	22
3.1 独立 Buck 型优化器建模	22
3.2 组串通信信道模型	24
3.3 通信系统仿真验证	27
3.4 通信功率损耗计算	31
第 4 章 数据传输设计	33
4.1 数据调制	33
4.2 数据解调	34
4.3 信号采样和带通滤波器设计	36
4.4 通信噪声分析	39
4.4.1 电网噪声	39
4.4.2 开关噪声	41
4.4.3 MPPT 噪声	42
4.4.4 白噪声	44
第 5 章 样机设计和实验验证	47
5.1 样机系统设计	47
5.2 实验结果和分析	49
4.4.5 正常工作条件下的实验结果和分析	49
4.4.6 通信与 MPPT 间的相互影响	53
4.4.7 极端工作条件下通信	54
5.3 光伏系统中不同 PLC 实现方案对比	57
第 6 章 总结与展望	58
6.1 论文工作总结	58
6.2 未来工作	59
参考文献	61
攻读硕士学位期间发表的论文和申请的专利	67

第1章 绪论

能源是工业、经济、社会发展的关键因素。二十世纪以来,电能主要依靠化石燃料的燃烧产生,急速增长的人口数量导致电能消耗快速增长,进而导致化石燃料渐趋枯竭。化石燃料的枯竭和环境污染的日益加剧催生了可再生能源的发展。太阳蕴含巨大的能量,应用太阳能光伏阵列将太阳能转化为电能是缓解能源危机的重要解决方案^[1]。根据 21 世纪可再生能源网 2018 全球状态报告,由于中国在光伏产业的大力发展,2017 年全球光伏装机量增加了近三分之一,达到约 402GWdc,成为 2017 年容量最大的新能源产业^[2]。

光伏发电依靠半导体材料来产生光生电流,因此既不是电压源,也不是电流源,输出功率与其工作电压相关。为使得输出功率最大化,需要对其工作电压进行调整控制使其工作在最大功率点,即最大功率跟踪(maximum power point tracking, MPPT)。传统的光伏系统中,光伏组件串联成组串后接入逆变器并网,通过逆变器实现整个组串的 MPPT,无法兼顾每个光伏组件的输出特性。当遇到部分阴影遮挡时,组件之间的不一致性会引起系统的输出功率潜能浪费,且受遮挡部分容易形成局部热斑,导致组件老化,从而降低组件寿命甚至引发火灾^[3]。对此类问题的解决是当前光伏系统研究中的一大热点。

同时,随着物联网技术的快速发展,光伏系统智能化也逐渐获得更多的关注,并被列入工信部、能源局等六部联合印发的《智能光伏产业发展行动计划(2018-2020 年)》中^[4]。智能光伏系统需要对光伏系统进行实时监测和控制,依赖于通信系统的建立。鉴于其户外恶劣环境的应用场景和价格敏感的特性,稳定、安全、低价的通信技术也是光伏系统的重要研究方向之一。

本章介绍了光伏电池的主要特性及问题、常见的光伏发电系统结构,对智能化光伏系统的解决方案进行介绍,并对光伏系统中的通信技术进行归纳与比较,最后对本文的研究内容进行概述。

1.1 光伏电池的输出特性

光伏电池的输出特性可从半导体物理学引出。

光伏电池 (Photovoltaic Cell, PV Cell) 是光伏系统的最基础单元,是由半导

体材料制成,可将入射光的能量转变为电流。当入射光子的能量大于材料的禁带宽度时,在本征吸收作用下,光子会使 pn 结的两边产生电子-空穴对,少数载流子浓度将产生较大变化。在 pn 结内建场(自 n 指向 p)的作用下,结两边的少数载流子会向相反的方向移动: p 区电子进入 n 区, n 区空穴进入 p 区,使 p 端电势升高, n 端电势降低,从而产生了光生电动势 V_L 。而载流子的移动也会在 pn 结内部形成自 n 向 p 的光生电流 I_L 。在 pn 结开路时, pn 结两端会建立起稳定的电势差 V_{oc} ,即开路电压。如将 pn 结与外电路接通,只要光照不停止,就会有源源不断的电流通过电路,即起到了电源的作用^{[5][6]}。

光伏电池工作时有三种电流产生: I_L , 在 V_L 作用下的 pn 结正向电流 I_F , 以及流经外电路的电流 I_o , 其中 I_L 与 I_F 方向相反。

根据 pn 结整流方程, 在正向偏压 V_L 的作用下, 流过结的正向电流 I_F 如式 (1-1) 所示, 其中 I_s 为反向饱和电流, k_0 为玻尔兹曼常数, T 为热力学温度, q 为电子电量:

$$I_F = I_s \left[\exp\left(\frac{qV_L}{k_0T}\right) - 1 \right] \quad (1-1)$$

光生电流 I_L 的大小与光伏电池的光照强度、受光面积、掺杂、和温度相关, 在这些条件保持不变时, I_L 保持不变。由此, 可列出光伏电池的输出电流与电压的关系为:

$$I_o = I_L - I_s \left[\exp\left(\frac{qV_L}{k_0T}\right) - 1 \right] \quad (1-2)$$

式(1-2)为光伏电池特性输出曲线的理论基础, 并且从该式易得光伏电池的短路电流 I_{oc} 等于光生电流 I_L 。由此式可画出电流电压 $I-V$ 特性曲线和功率电压 $P-V$ 特性曲线, 如图 1.1 所示, 是光伏电池特性的重要参考。

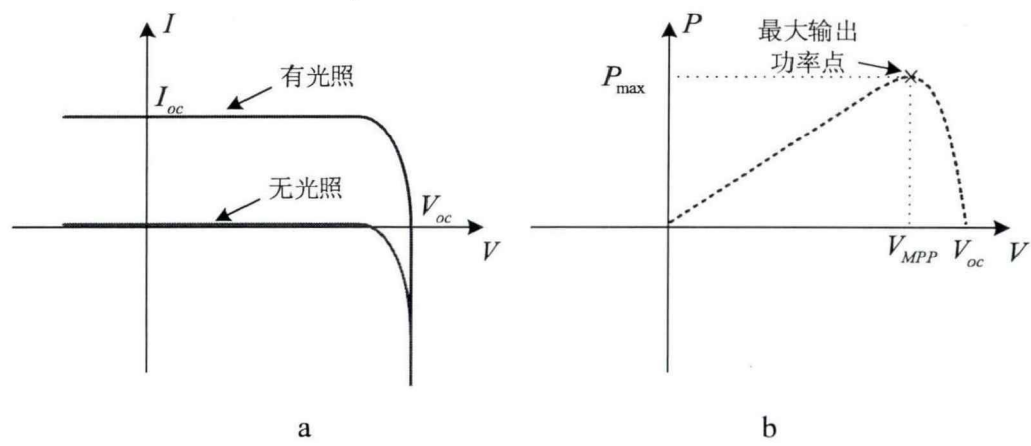


图 1.1 光伏电池输出特性曲线 (a) $I-V$ 曲线; (b) $P-V$ 曲线

如前述提到, 光伏电池是最基础的单元。在使用中, 会将若干个光伏电池(常见的如 40 个、60 个)串联, 形成光伏组件(PV module)^[7], 如图 1.2 所示。由于这些光伏电池的特性基本相同, 因此光伏组件的 $I-V$ 和 $P-V$ 特性曲线形状也如图 1.1 所示。市面上常见的单个光伏组件通常工作电压在 20V-40V 之间, 功率 200W-400W^[8]。光伏组件中, 每一小组光伏电池会外接一个旁路二极管(Bypass Diode), 当光伏电池正常输出电压时, 旁路二极管不起作用; 当光伏电池故障或者开路时, 旁路二极管会提供电流通路, 保障其它电池仍可正常工作^[9]。

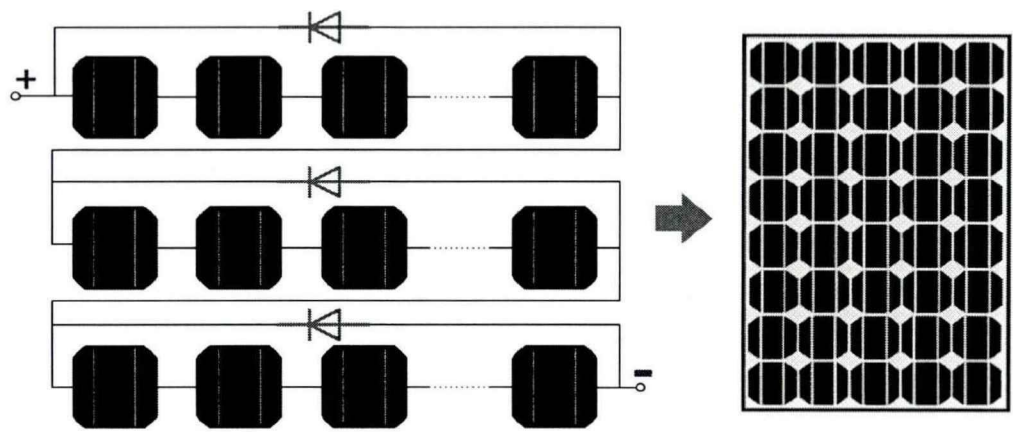


图 1.2 光伏组件结构示意图

由于温度、日照的实时变化, 光伏组件的最大功率点也会随之变化。通过改变光伏组件的工作电压, 使光伏板工作在最大输出功率点(Maximum Power Point,

MPP),则可以最大限度地获得功率,即最大功率跟踪技术(Maximum Power Point Tracking, MPPT)。常用的 MPPT 实现方法有:扰动观察法、功率反馈法、导纳增量法以及各类借由算法进行优化的方法^{[10]-[17]}。MPPT 是光伏系统研究的一大热点,已有很多文章对其进行研究与探索,且与本文主要研究方向相关度不高,因此本文不再赘述。

1.2 光伏并网系统的结构

从与电力系统的关系上看,光伏发电可分为离网系统和并网系统。其中离网发电系统即相当于移动电源,一般用作偏远地区供电的解决方案,如海岛、边防哨所等^{[18][19]};光伏并网发电系统与电网连接,为电力系统提供电能,因而不需要蓄电池,可降低 35%至 45%的投资成本^{[20][21]}。当前世界光伏发电系统的主流应用方式是并网发电。对光伏并网系统,一方面需要将光伏组件产生的直流电压(单个通常为 30V 左右)转变为可并网的交流电压(50Hz,有效值 220V),另一方面需要尽可能使光伏组件工作于最大功率点。因此,需要有特定的系统结构和控制策略才可使光伏组件并网输出功率。常见的光伏并网系统结构有:集中式结构、微型逆变器结构和串联 DC 功率优化器结构,如图 1.3 所示,另外仍有多种变换结构,由于使用不够广泛,本文不再赘述。

集中式结构一般适用于 10kW 以上较大功率的光伏并网系统^[22],结构如图 1.3(a)所示。系统中多个光伏组件串联形成光伏组串(PV String),多个组串并联后形成光伏阵列(PV Array),最终将阵列连接并网逆变器进行并网。应用过程中,会根据情况选择阵列中并联的组串数和每一组串串联的组件数。当仅有单个组串时,则成为组串式并网结构。集中式结构简单而合理:为了保证并网逆变器的高效,需要较高的直流电压,而单个光伏组件的输出电压无法满足,故将其串联以获得足够高的直流电压;同时,多个组串共用一台逆变器可以有效降低成本,大功率等级的逆变器也容易实现更高的效率,故将组串并联形成阵列。每一个串联支路会在末端接入阻塞二极管(Blocking Diode),在连接时可将其集成于汇流箱中,用来限制电流的流向。当某一支路因遮挡或故障电压过低时,阻塞二极管会截止,防止电流倒灌,同时该支路停止输出功率。在组串正常工作时,阻塞二极管导通,因此也会有一定的功率损耗。阵列式光伏结构也存在诸多缺点,主要体现为功率失配问题严重。由于组串间具有不一致性,且存在不同的阴影遮挡,每一个组串

都可能工作在不同的状态,系统的 P - V 特性曲线会出现复杂的多波峰情况,为逆变器的 MPPT 控制带来难度。同时,不一致性也会导致系统的不均匀老化以及热斑效应。

微型逆变器结构如图 1.3(b)所示,每个组件单独连接一个逆变器进行升压并网。随着户用型光伏的发展,微型逆变器研究已成为光伏系统中的研究热点 Error! Reference source not found.[28]。与集中式结构相比,微型逆变器可以令每个模块单独进行最大功率跟踪,也称作分布式最大功率跟踪(Distributed Maximum Power Point Tracking, DMPPT),可最大程度地提高发电效率,连接上也具有很好的灵活性和即插即用性。同时,由于单个组件直接并网,因此避免了失配问题和热斑效应。然而,由于微型逆变器功率等级小(50W~400W),因此逆变效率相对更低,且价格远高于同等功率等级的其它变换器,如 DC-DC 变换器。此外,一些国家规定逆变器必须与电网隔离,进一步地提升了成本。微型逆变器可以为家庭太阳能发电带来极大的便利,仍然具备一定的前景。

图 1.3(c)为串联功率优化器结构。每个组件单独连接一个 DC-DC 功率变换器对功率输出进行优化,简称优化器,优化器的输出端串联形成组串后接入逆变器并网^{[29]-[41]}。优化器可对组件的电压进行单独调节,从而改变其工作点,实现 DMPPT,同时还可以保证输出电流保持不变,与组串电流相匹配。除图中所示的连接方法外,还包括部分功率变换连接^[32]和并联型连接^[33]。相比微型逆变器,优化器具有更高的效率和更低的成本,在灵活性上相对较弱;相比集中式结构,优化器可以实现 DMPPT,可以最大限度提升功率,同时避免了热斑效应和失配问题,独立连接的变换器也可以监测每一个光伏组件的工作状态,有利于系统维护。优化器结构更适用于商用屋顶光伏级联发电,是当前光伏发电的另一研究热点。

本论文重点研究串联型优化器结构及其相关问题。

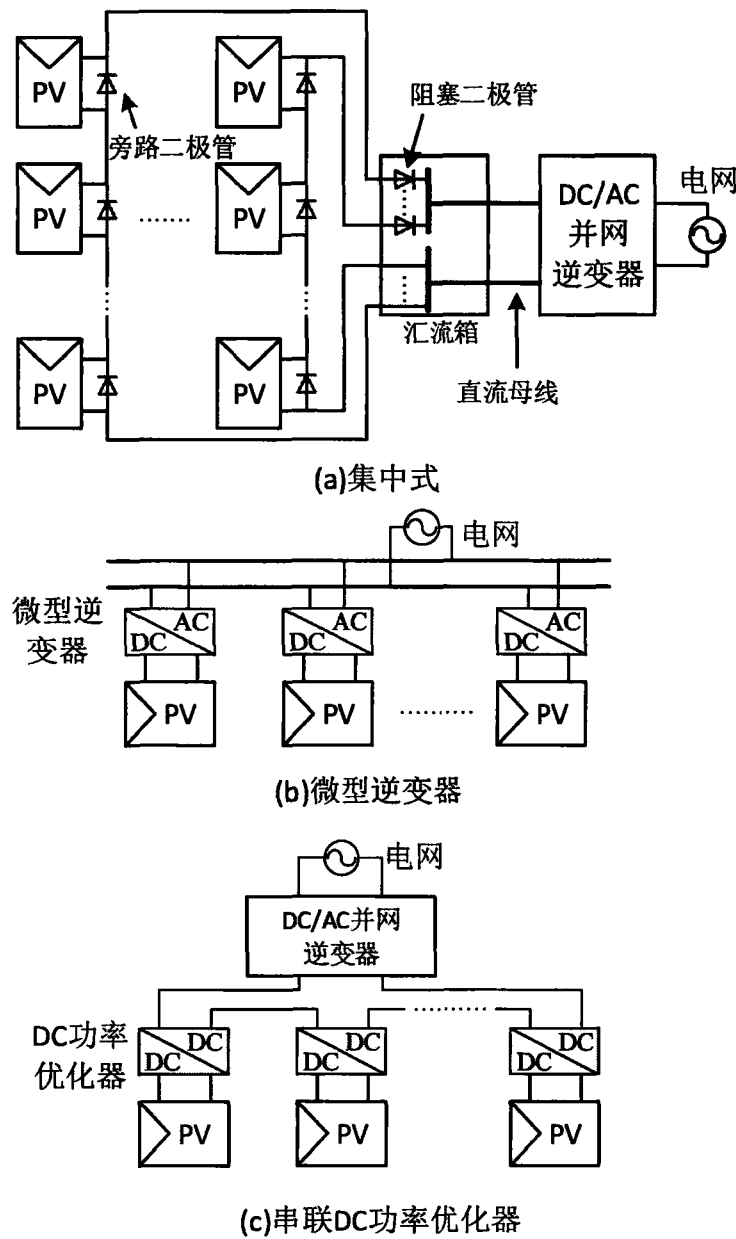


图 1.3 三种光伏并网结构示意图

1.3 智能光伏系统通信解决方案

随着物联网、大数据等概念普及，智能光伏系统逐渐受到关注。借功率优化器和通信技术，维护人员可以实时对每个光伏组件的运行状态进行监视、控制与调度。基于串联型优化器结构的智能光伏系统解决方案如图 1.4 所示。每个优化器之间具有通信连接，从而将组件的实时状态传递给通信主机。通信主机与主

逆变器连接，将所有数据传输至远程控制中心，实现对整个系统的监控。

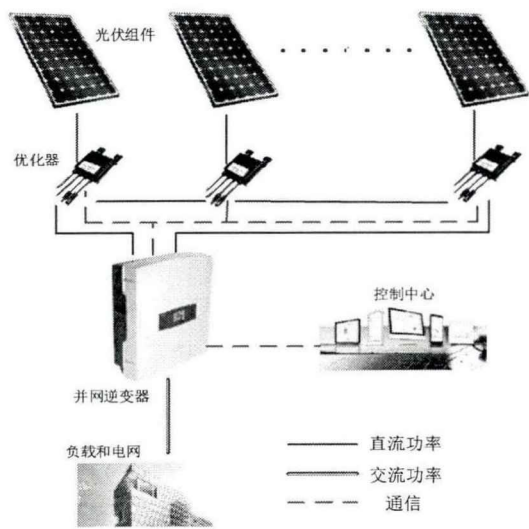


图 1.4 智能光伏系统解决方案

智能光伏的实现依托于通信技术。对于对开销敏感的光伏系统而言，一种低价、低功耗、稳定、安全的通信方法尤为重要。此外，光伏系统中数据量不大，实时性要求低，对通信速率的需求不高。在光伏系统中，常见的通信方式有：控制局域网总线通信(CAN, Controller Area Network)、无线通信以及电力线载波通信。

CAN 通信是一种用于实时应用的串行通讯协议总线，使用双绞线传输通信信号，现已普遍应用于汽车内部不同元件的通信，通信速率可达 1Mbps。文献^[42]中将 CAN 通信应用于光伏系统中。但由于 CAN 通信需要额外的通信线缆，对于光伏系统开销偏高。同时，由于光伏系统位于户外，对线缆和接口的防水性、抗老化性都有较高需求，会进一步增加通信线缆的布置成本。

无线通信在光伏系统也受到广泛关注。常见的无线通信方式包括 Wi-Fi、蓝牙、ZigBee 等^{[43]-[48]}，其中 ZigBee 以其低功耗、低成本、低复杂度的特点受到研究者的关注，速率最高可达 250kbps。文献^[48]提出了一种基于 Zigbee 通信的光伏监控及控制系统。然而 ZigBee 协议占用带宽大，如果来实现远距离信号传输，需要提升信号的发送功率，同时易受到无线干扰，尤其是户用地区的 Wi-Fi 信号，可靠性不足^[56]。同时，无线信号易被侵入，安全性也相对较低。

电力线载波通信(Power Line Communication, PLC)是目前分布式系统中较为合适的通信解决方案,通过电力线缆来传输信号,无需额外的通信线缆,具有高可靠性和低成本的优点,目前已成为光伏系统通信的重要解决方案^{[49]-[58]}。文献^[50]在光伏系统中实现了一种低价、低频的 PLC 方案,采用基带传输和扩频码实现通信,但通信速率仅有 5bps,仅可用于速率要求极低的监控系统;文献^[51]提出应用于光伏级联 H 桥系统中的 PLC 通信方法,采用变压器将信号耦合至电力线缆上,并设计了平衡桥结构来抵消 H 桥的开关噪声,实现了 60kbps 的传输速率,但由于接收单元阻抗小,信号传输的瞬时功率大,且平衡桥结构使用了诸多无源器件,增加了成本;文献^[57]提出一种容性耦合 PLC 方案,使用耦合变压器将信号耦合到电力线缆上,但是由于并联连接结构,传输效率低,信号传输的功率要求大;文献^[58]提出一种并联谐振耦合单元来耦合并提取信号,达到了 10kbps 的通信速率,但由于耦合单元串联接在光伏组串中,因此功率电流会流经每个单元,导致效率下降。文献^[41]提出了将 PLC 与优化器相结合的方案,但是两者仍然是独立设计电路,因此开销与体积等问题并没有得到解决。

PLC 的应用有三个关键要素:如何产生信号、如何将信号耦合到电力线缆上,以及如何从电力线缆上提取信号。由于信号的瞬时功率较大,因此通常依靠功率开关管来产生交变信号;为了不影响功率传输,开关管不能直接与电力线缆相连接,一般将耦合变压器串联在线路中,使得信号可以通过耦合变压器加在线缆上;信号的提取需要有较大的阻抗,而由于光伏组件的输出端往往连接输出电容,阻抗很小,因此需要额外的接收单元,一般通过在线缆上串联额外的 L-C 并联谐振单元,从该并联电路上提取。对于安装光伏优化器的系统而言,DC 变换器自身便拥有开关管、L-C 单元,并且直接连接在电力线缆上,具备 PLC 通信的三个要素。因此,将 PLC 与优化器相结合,共用一套电路,会有效地降低成本,这也是本文研究的出发点。

将通信功能与变换器相结合的技术已被广泛研究^{[59]-[65]},可细分为功率-信号时分传输和频分传输。时分传输即功率和信号分时段在电力线缆上传输,频分传输即功率和信号使用不同的频率在线缆上传输。文献^[59]提出了时分传输的通信方案,通过开关管的作用,功率在电力线上以脉冲的形式传输,在脉冲的间隙加入通信信号。其中文献^[60]使用此方案在实现了近距离的 4.68Mbps 高传输速率。

但是在线缆较长的情况下,长线效应会严重影响信号,无法成功通信^[59],不适用于光伏系统。对于直流功率系统,频分传输更加简便易用。文献^[61]提出使用开关纹波来产生通信信号,当传输信号时,变换器切换自身工作频率,使得共用直流母线的其余变换器都接收到此频率纹波,实现通信。文献^{[62]-[65]}对此方法进行系统研究并称之为功率信号复合调制(Power Signal Dual Modulation, PSDM)。文献^{[62][63]}中使用频移键控的方式,在传输信号时,更改开关频率,来实现通信;文献^[64]基于此方案,应用了直序扩频技术,使得信号在更宽的带宽上传输,具有更好的抗噪声能力。然而此类方法中,信号的幅值,即开关纹波的幅值一般很小且无法调节,当线缆较长时接收器无法收到足够解调的信号,因此也无法应用在光伏系统中。文献^[65]中通过对移相角的调节可以实现幅值调节,但仅适用于移相全桥变换器。

1.4 本文主要研究内容

本文提出了一种将通信信号集成在光伏优化器的控制环中的通信方法,通过光伏优化器电路将信号传输到电力线缆上,其它光伏优化器在其输出端可以接收到信号。此方法不需要额外的信号发送器、耦合单元和接收 L-C 电路,大幅度地节约了通信成本,信号的幅值、频率、相位均可进行灵活调整。

第二章中,本文详细描述了光伏组件失配的原因和结果,从而引出优化器解决方案。进而对不同类型、不同拓扑的优化器进行了阐述与比较。结合应用场景与通信方案,选定 Buck 型优化器作为优化器拓扑进行后续分析。最后,对集成于优化器的通信技术原理进行了阐述。

第三章中,本文对通信系统进行了建模理论分析。首先,对独立工作的 Buck 型优化器进行建模分析,设计了闭环控制补偿网络。接着对组串通信信道进行建模,基于小信号模型和通信特点,给出了一种模型简化方案,有效地化简了计算量,通过仿真进行了验证。依据建立的模型,通过理论计算证明了本方法的可行性和可靠性,并对通信的功率损耗进行了理论计算。

第四章中,本文结合光伏系统特点,对信号的调制解调方案进行了设计。接着对解调中的带通滤波器设计进行了介绍。最后对信道的噪声问题进行了分析与测量,得出本通信信道的信噪比与信道容量;

第五章中进行了实验平台的搭建与通信验证,实现稳定的功率输出与 2kbps

的通信速率。对 MPPT 工作下以及极端恶劣工作条件下的情况都进行了模拟与实验，证明了本通信系统在各种条件下都能保持稳定、可靠的运行。

第六章为论文总结与未来工作。

第2章 光伏功率优化器

光伏功率优化器（以下简称优化器）是一个安装在光伏组件背面的 DC-DC 变换器，对光伏组件的工作电压进行控制，实现输出功率优化，实物如图 2.1 所示。本章内容详细讨论了光伏组串中的失配问题、不同类型的光伏优化器、各类优化器拓扑的优缺点、以及优化器中集成通信功能的原理。

2.1 光伏组件失配问题

绪论中从半导体物理的角度介绍了光伏电池的输出特性的原理，据此可画出光伏电池的物理模型和电路模型，如图 2.1 所示。其中 I_L 为光生电流； I_F 为在光生电动势作用下的由 p 区到 n 区的正向电流； R_s 为串联电阻，由电池的体电阻、表面电阻、电极导体电阻、电极与硅表面间接接触电阻组成； R_{sh} 为旁漏电阻，由硅片的边缘不清洁或体内的缺陷所引起。一般情况下 R_s 很小， R_{sh} 很大，故在进行理想情况理论计算时可以忽略。

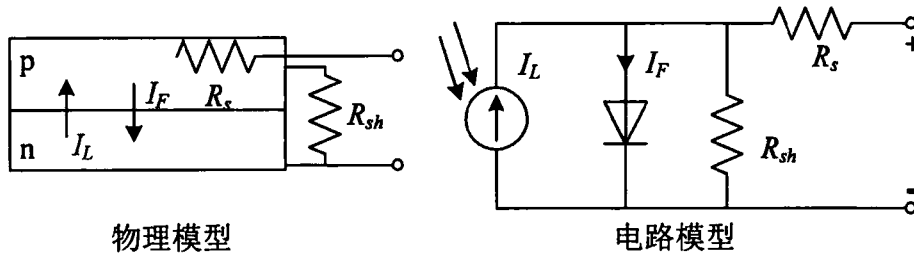


图 2.1 光伏电池的物理模型和电路模型

式(1-2)表示了此模型下光伏电池的 I - V 输出特性，也体现出光照、温度都会对输出特性产生影响。然而，该式中无法得知不同光照条件下的光生电流的大小，生产厂家一般也不会提供此参数，并且该式属于超越方程，难以求解。因此在实际中往往采用工程计算方法。

光伏组件工程计算利用厂家提供的四个主要参数：在标准照度 $S_{ref}=1000\text{W/m}^2$ ，标准温度 $T_{ref}=25^\circ\text{C}$ 下，光伏组件的开路电压 V_{OC} ，短路电流 I_{SC} ，最大功率点电压 V_{MPP} ，和最大功率点电流 I_{MPP} 来推算出一般工况下的 V'_{oc} 、 I'_{sc} 、 V'_{MPP} 、 I'_{MPP} ，如式(2-1)-(2-4)所示。

$$V'_{oc} = V_{oc} (1 - \gamma \Delta T) \ln(1 + \beta \Delta S) \quad (2-1)$$

$$I'_{sc} = I_{sc} \frac{S}{S_{ref}} (1 + \alpha \Delta T) \quad (2-2)$$

$$V'_{MPP} = V_{MPP} (1 - \gamma \Delta T) \ln(1 + \beta \Delta S) \quad (2-3)$$

$$I'_{MPP} = I_{MPP} \frac{S}{S_{ref}} (1 + \alpha \Delta T) \quad (2-4)$$

其中温度差 ΔT 和相对辐照差 ΔS 分别为:

$$\Delta T = T - T_{ref} \quad (2-5)$$

$$\Delta S = \frac{S}{S_{ref}} - 1 \quad (2-6)$$

α 、 β 、 γ 为通过实验得到的补偿系数, 典型值有 $\alpha = 0.0025/^\circ\text{C}$, $\beta = 0.0005/(\text{W}/\text{m}^2)$, $\gamma = 0.00288/^\circ\text{C}$ 。根据式(2-1)-(2-4)可以画出光照和温度分别变化时, 光伏组件的 P - V 特性曲线的变化趋势, 如图 2.2 所示。

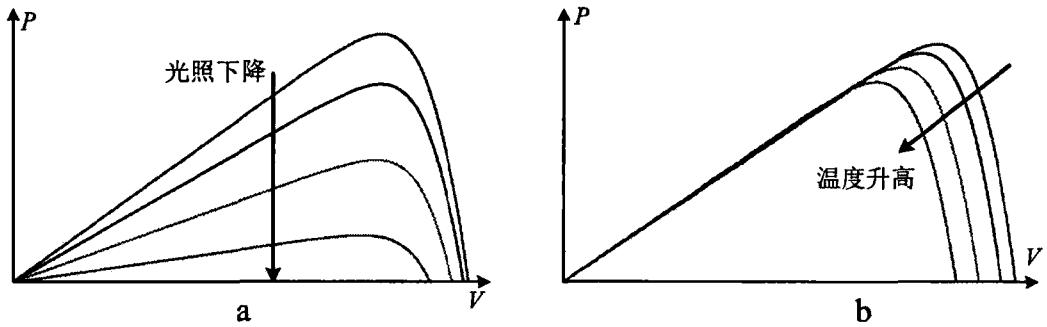


图 2.2 光伏组件 P - V 特性曲线随光照、温度变化趋势

不失一般性, 以图 2.3 为例的光伏组串进行分析, 三个光伏组件串联形成组串后接入并网逆变器, 其中 PV1 因为周围楼宇的阴影遮挡, 输出电流大幅减小。由于串联结构, 各个组件的电流必须保持一致, 因此在没有旁路二极管的情况下, 电流会倒灌进 PV1 中, 使得 PV1 吸收功率, 持续发热, 引发热斑效应。而加入旁路二极管后, PV1 的二极管会导通, 大电流从旁路二极管流过, 这样可以避免热斑效应, PV1 的工作点移动如图 2.4(a)中路径①所示。此时, PV2, PV3 仍可工作于最大功率点, 但 PV1 会工作在 0.7V 的电压下, 输出极少的功率, 无法工作在最大功率点, 造成潜能的浪费; 或逆变器对组串电压进行控制, 使得 PV2,

PV3 升高输出电压，降低输出电流与 PV1 匹配，如图 2.4(a)中路径②所示。此时 PV1 可以工作于最大功率点，但 PV2, PV3 的输出功率会大幅下降。因此，整个组串的 P-V 曲线呈两个峰，如图 2.4(b)所示。无论工作在哪个状态，都存在潜能的浪费，及产生组件失配问题。

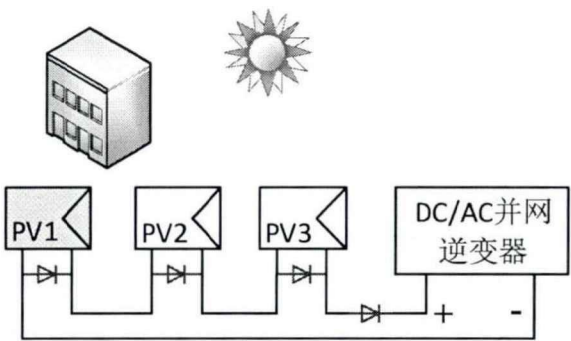


图 2.3 组串局部阴影遮挡示意图

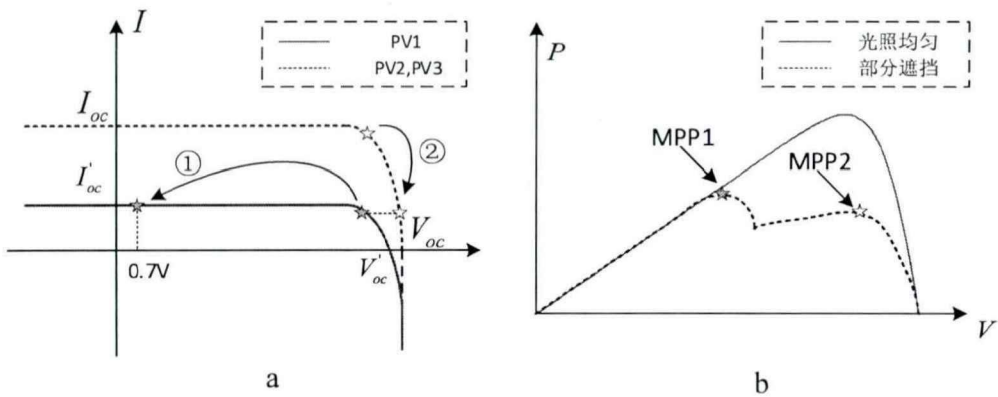


图 2.4 组件失配时的 (a) I - V 和 (b) P - V 特性曲线

2.2 优化器种类、工作原理及拓扑

组件失配的原因在于被遮挡时，该组件无法既工作于当前条件的最大功率点，又与组串的电流保持一致。在组串中每个光伏组件的背后连接一个 DC-DC 变换器可以解决该问题，即优化器，外观和结构如图 2.5 所示。当光照均匀时，优化器不工作；当产生阴影遮挡时，被遮挡组件的优化器一方面控制其工作在新的最大功率点，另一方面可以调整输出电流与组串保持一致，这样即可解决组件失配带来的功率潜能浪费问题。

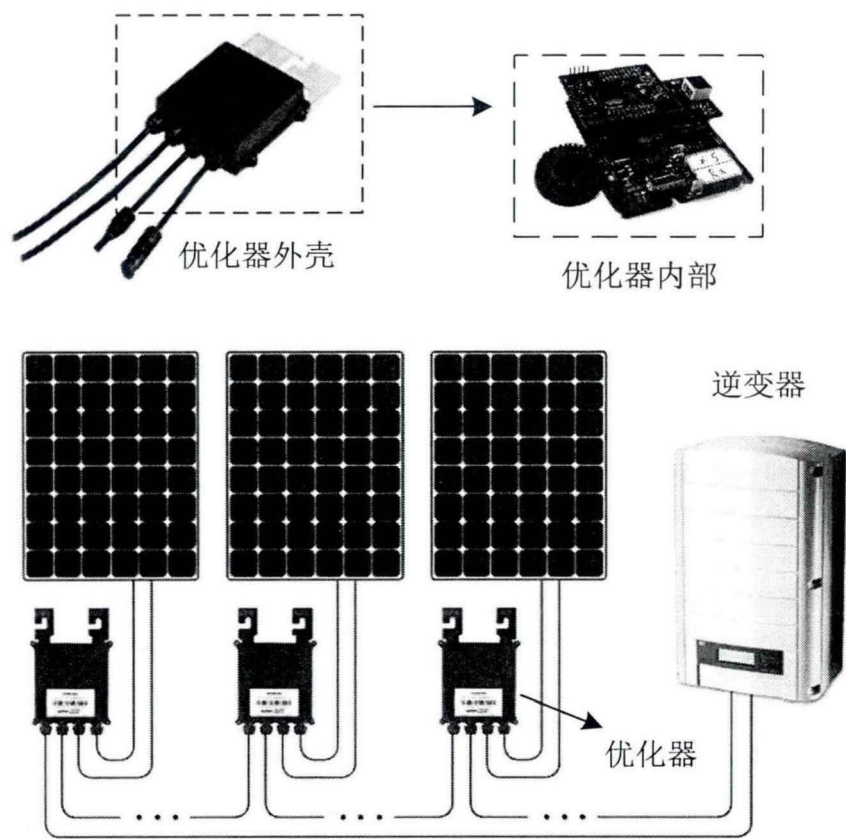


图 2.5 优化器外观和结构

根据所处理的功率百分比不同，优化器分为全功率优化器和部分功率优化器。

全功率优化器的输入端连接光伏组件的输出，优化器的输出端串联形成组串，而后连接并网逆变器并网。由于光伏组件输出的全部功率均通过了优化器电路进行处理，故成为全功率优化器。全功率优化器对光伏组件的电压 v_{PV} 和电流 i_{PV} 进行采样，通过 MPPT 程序求得合适的电压参考值，通过 PID 补偿网络调节变换器的占空比，实现对 v_{PV} 控制。与传统 DC-DC 变换器不同，优化器的输入端并不是一个电压源，而是随变换器的占空比不同而变化，变换器控制的也是自身输入电压，而非输出电压。全功率优化器控制环节如图 2.6 所示。

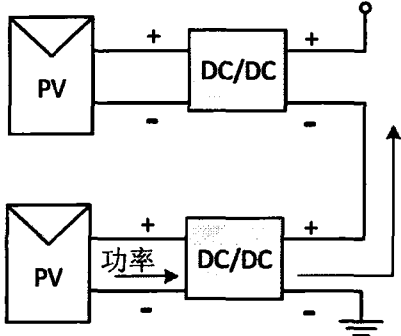


图 2.6 全功率优化器

部分功率优化器的输出端与光伏组件串联，输入有两种接法：从优化器与光伏组件串联后的输出端取电，如图 2.7(a)所示，箭头为功率流动示意图；或从光伏组件的输出取电，如图 2.7(b)所示。光伏组件输出的功率一部分直接流入组串，一部分流入优化器中，经变换后流入组串，故将此类优化器称为部分功率优化器。变换器通过调整自身的输出或输入电压来实现 MPPT。因为仅处理一部分功率，因此部分功率变换器可以拥有更小的功率等级，从而节省成本。然而当直流母线电压与组件电压原始电压过为接近时，部分功率优化器的直流变比将会很高，效率会降低；当母线电压过高时，变比会降低，但是部分功率优化器处理的功率百分比又将升高，效率同样会降低。如此为母线电压的控制带来难度。

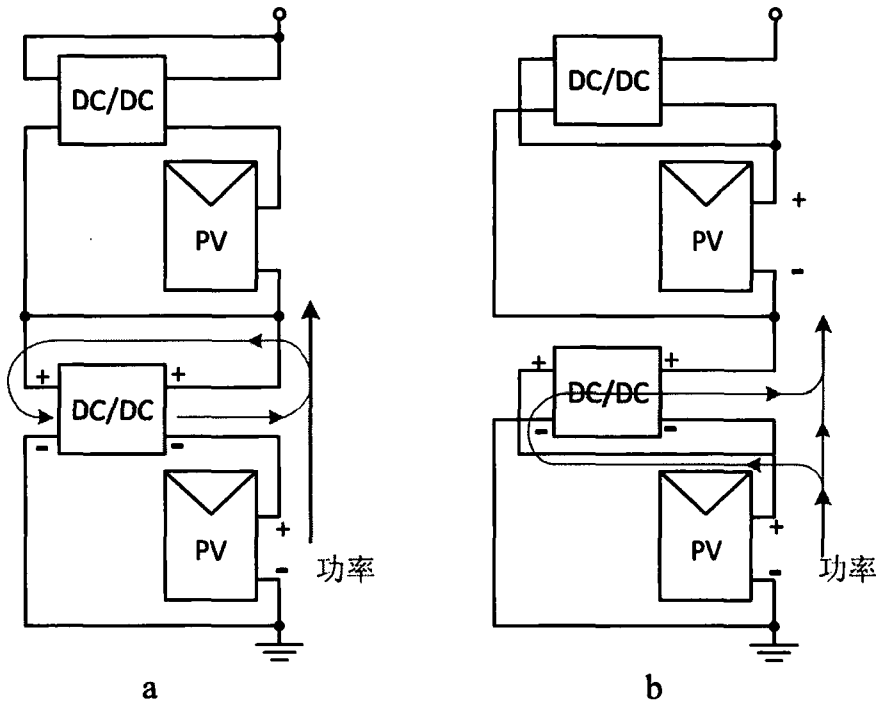


图 2.7 两种连接方式的部分功率优化器

目前最为常见的优化器仍为全功率优化器，因此本文仅讨论全功率优化器。全功率优化器连接简单，无需隔离，因此可选择诸多拓扑，考虑到效率和成本，最为从常见的优化器拓扑为 Buck, Boost 和 Buck-Boost。

Buck 优化器拓扑简单，控制容易，效率较高，具有降压升流的能力。当组串光照均匀正常时，Buck 电路控制占空比等于 1，处于直通模式；当组串中某个组件被遮挡时，该组件的输出电流会下降，根据式（2-7）此时 Buck 优化器可以通过减小占空比，使得输出电流增大，与组串电流匹配。因此，连接 Buck 优化器的光伏组件的 I - V 特性曲线如图 2.8 所示，其中 I_{o_sat} 为优化器的最大输出电流，曲线中间段为最大功率输出阶段。然而，因为 Buck 电路仅可降压，为了保证组串电压可以满足逆变器的最低输入电压，一般需要 25-32 个光伏组件共同串联起来，因此 Buck 优化器适合长组串情况。

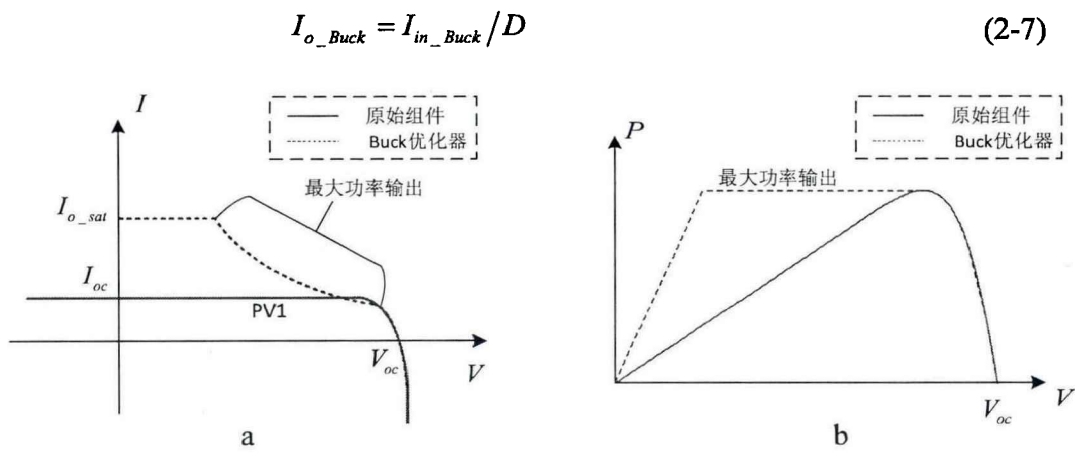


图 2.8 连接 Buck 优化器的光伏组件(a) I - V 曲线 和(b) P - V 曲线

Boost 优化器可以升压降流。当组串光照均匀正常时，Boost 电路控制占空比 D 等于 0，处于直通模式；当组串中某个组件被遮挡时，该组件的输出电流会下降，根据式（2-8）此时 Boost 优化器无法再提升其电流与组串匹配，但同时，组串中其余的优化器可以通过减小占空比，与被遮挡的优化器电流匹配。连接 Boost 优化器的光伏组件的 I - V 特性曲线如图 2.9 所示，其中 V_{o_sat} 为优化器的最大输出电压，曲线中间段为最大功率输出阶段。Boost 优化器可以升压，因此数量较少的组件（6-12 个）安装 Boost 优化器后即可连接逆变器并网；同时，Boost 电路输入电流连续，因此可以选择较小的输入电容来降低成本。但是根据调节方式，对安装 Boost 优化器的组串而言，当一个组件被遮挡时，其自身无法调节与组串

匹配，必须使组串中的其余优化器同时动作来匹配异常组件，因此效率会降低。

$$I_{o_Boost} = I_{in_Boost} (1 - D)$$

(2-8)

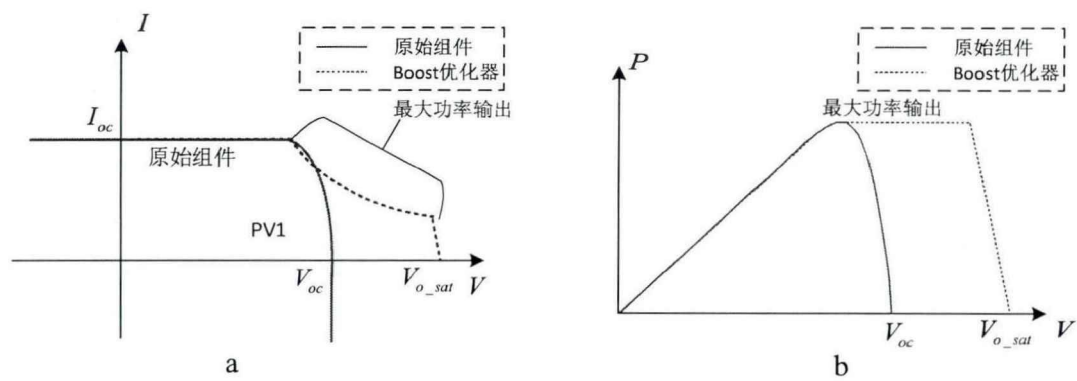


图 2.9 连接 Boost 优化器的光伏组件(a) I - V 曲线 和(b) P - V 曲线

Buck-Boost 变换器作为光伏优化器时主要有两种拓扑:双开关型,如图 2.10(a)所示,和四开关型,如图 2.10(b)所示。文献^[34]中对这两种类型的优化器进行了细致的计算与比较,最终得出结论:四开关型的优化器的开关损耗以及无源器件(电感、电容)的容量都要低于双开关型。同时,双开关型优化器无法工作于直通模式,在光照均匀良好的情况下开关仍然动作,带来更多开关损耗;此外,双开关型的输出电压方向与输入电压相反,为实际光伏系统的安装和配线带来麻烦。因此,目前的研究和应用仍以四开关型 Buck-Boost 优化器为主。

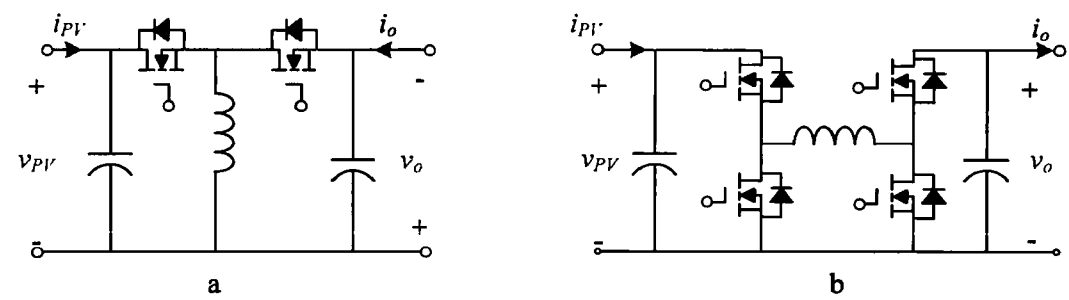


图 2.10 (a)双开关型 Buck-Boost 优化器 (b)四开关型 Buck-Boost 优化器

Buck-Boost 优化器具有最高的连接自由度,可适用于 6-32 个光伏组件串联形成的组串。当组串光照正常均匀时,所有优化器均工作于直通模式;当有组件被遮挡时,该组件可工作于 Buck 模式,提高输出电流与组串电流匹配,同时其余组件工作于 Boost 模式,提高输出电压,仍然保证组串电压足够高。Buck-Boost

型优化器的光伏组件的 I - V 和 P - V 曲线如图 2.11 所示。然而，**Buck-Boot** 优化器使用了 4 个开关管，相比其余两种拓扑，大幅增加了成本，也成为制约其应用的一个重要因素。

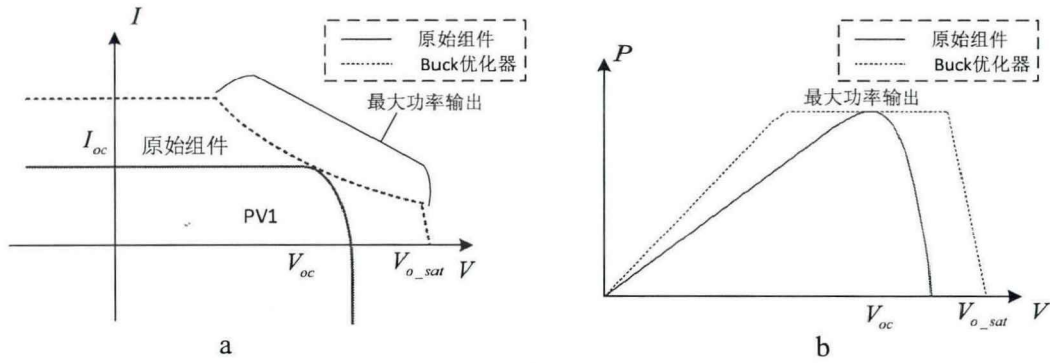


图 2.11 连接 Buck-Boost 优化器的光伏组件(a) I - V 曲线 和(b) P - V 曲线

综上，当组串中的组件发生遮挡后，每种拓扑下组串中优化器的工作点变化如图 2.12 所示，每种拓扑的优化器对比如表 2-1 所示。对于通常应用，每种优化器各有其优缺点，适用于不同的场合，难以评定孰优孰劣。

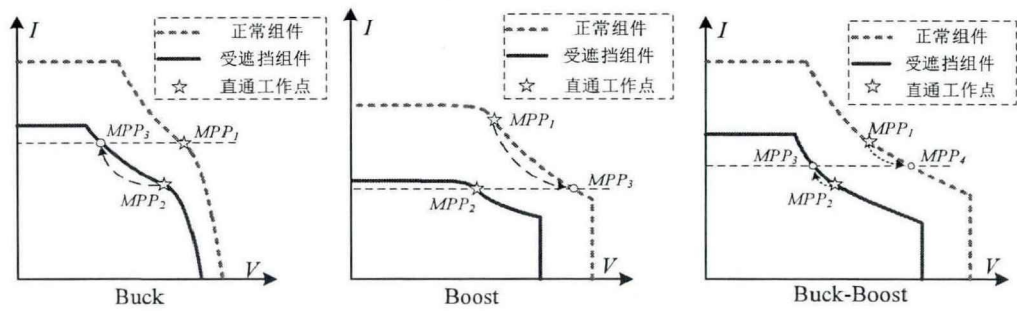


图 2.12 组串发生部分阴影遮挡时的工作点移动

表 2-1 不同拓扑光伏优化器比较

拓扑	部分阴影遮挡时	适用范围	输入输出电容	开关管	成本
Buck	被遮挡的降压升流	25-32 个 组件串联	大输入电容、 小输出电容	2	低
Boost	未被遮挡的升压降流	6-12 个组 件串联	小输入电容、 大输出电容	2	低
Buck-Boost	被遮挡的降压升流； 未被遮挡的升压降流	6-32 个组 件串联	大输入电容、 大输出电容	4	高

2.3 集成于优化器的电力线通信技术原理

光伏优化器直接挂在光伏组件背后，可对组件的电压、电流、温度等参数进行采样，且可以对光伏组件的工作点进行精细调整，因此对于光伏系统监测和控制具有重要作用。远程监控需要有通信技术的支持，而 PLC 是光伏系统中重要的通信解决方案。

如绪论所述，PLC 的研究关键点在于如何产生信号、如何将信号耦合到电力线缆上，以及如何从电力线缆上提取信号。由于信号的瞬时功率较大，因此通常依靠功率开关管来产生信号，同时使用耦合变压器及 LC 谐振电路将信号耦合到线缆上，或从线缆上提取信号。对于安装光伏优化器的系统而言，DC 变换器自身便拥有开关管、LC 单元，并且直接连接在电力线缆上。因此，将 PLC 与优化器相结合，共用一套电路，会有效地降低成本。由于现有的功率信号复合调制技术是将信号调制在开关纹波上，无法对信号幅值进行调整，因而在噪声环境复杂的光伏系统中并不适用。为此，本文提出将频率小于 1/2 开关频率的信号调制在优化器的功率控制环节的通信方法。

在光伏串联系统中，如图 2.13 所示，由于直流母线连接很大的电解电容，逆变器对母线电压的调整频率非常低，故在分析时可认为母线上连接恒压负载。当在优化器 1（信号发送器，Tx）的功率控制环节中加入数据信号时，其开关管驱动信号 $\delta(t)$ 上会随之产生相应的扰动。对应的，在优化器 1 的输出直流电压上会产生携带信号的电压扰动。根据串联连接关系，优化器 n（信号接收器，Rx）的输出电压上也会因此产生相应的电压扰动。在优化器 n 的输出端对扰动进行采样

和滤波，在通过数字控制器中的解调算法，即可接收到 Tx 发送的数据信号。

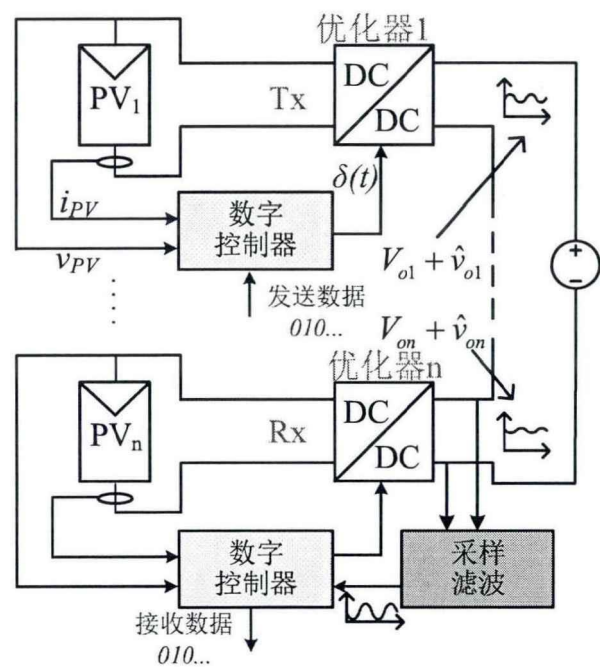


图 2.13 集成于优化器的电力线通信结构原理示意图

信号的发送过程如图 2.14(a)所示，二进制数据经过频带调制后成为正线载波信号，将载波信号直接叠加在控制环中的参考电压 v_{ref} 上，从而使得变换器的控制信号中携带信息成分。信号最终体现在驱动 PWM 的占空比扰动上，使得优化器输出电压产生扰动，从而将信息传递出去。

信号的接收过程如图 2.14(b)所示，对优化器的输出电压进行隔直采样后，通过带通滤波器获得较为纯净的信号载波。信号由数字控制器的 ADC 采样，经过解调算法和抽样判决，得到最终的数据。因此，通信的实现基本依靠程序进行，硬件仅用到电压采样和滤波器电路，有效地节省了成本。

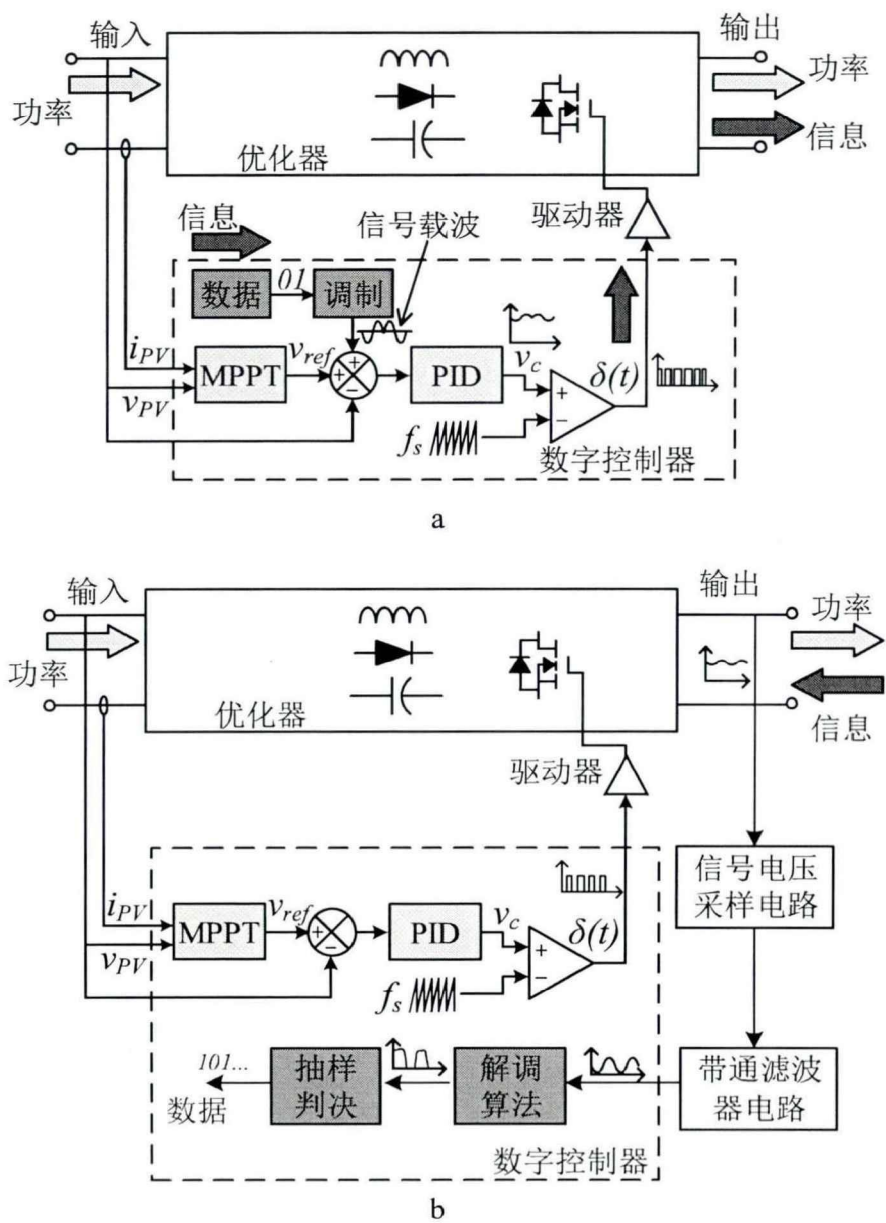


图 2.14 通信实现原理图 (a)发送器 (b)接收器

当控制环节中加入信号后，不仅优化器的输出电压会产生电压扰动 $\hat{v}_o$ ，其输入端即光伏组件电压也会随之产生电压扰动 $\hat{v}_{pv}$ 。 $\hat{v}_o$ 的幅值越大，信号的幅值越大，信噪比也越高；同时， $\hat{v}_{pv}$ 会对光伏组件的输出功率和寿命产生影响，因此希望其幅值越小越好。扰动幅值的直接影响因素是优化器的输入输出电容，当输入电容大、输出电容小时，优化器将更有利于通信。因此，根据本文 2.2 中的比较，从通信的角度，Buck 型优化器更适宜将通信集成于优化器中。本文选择 Buck 型优化器作为后续研究对象。

第3章 通信系统模型

本文提出的集成于优化器的电力线载波通信技术存在以下一些问题需要分析：

1. 通信的加入是否会影响正常的功率变换；
2. 在控制环节中加入信号 $\hat{v}_{sig}$ 扰动后，不仅优化器的输出电压 $\hat{v}_o$ 会产生扰动，其输入电压 $\hat{v}_{PV}$ 也同样会产生扰动。 $\hat{v}_{sig}$ ， $\hat{v}_o$ ， $\hat{v}_{PV}$ 这三者间存在怎样的关系；
3. 通信载波的频率如何选取；
4. 在不同的光照条件下能否保证通信的稳定性。

基于这些问题，需要对本问提出的通信方法进行建模分析。本章内容将通过对单个优化器进行建模分析，从而延伸至对整个组串建模分析，最终建立整个组串的通信模型，获得信号至输出电压、输出电压的波特图，最终得出本方法的可行性结论。

3.1 独立 Buck 型优化器建模

将通信信号集成于功率控制环节时，开关频率相当于是信号的采样频率，根据奈奎斯特采样定理，信号载波频率的极限为 1/2 开关频率。为了保证较高的分辨率，本文选定低于 1/5 开关频率的范围。同时，为了不影响优化器正常的功率调节，信号载波的幅值一般不能很大。对于频率低于 1/5 开关频率、扰动幅值不太大的情况，可以应用小信号模型进行分析。

由于光伏组件不是一个电压源，即优化器输入电压 v_{PV} 并非一个输入量，而是状态量。因此 Buck 型优化器的小信号模型与传统 Buck 变换器的模型并不完全相同，应先对独立 Buck 型优化器进行建模分析，而后推导出组串的模式。

由光伏组件的 $I-V$ 特性曲线可看出，在组件的最大功率点附件，组件的输出电压和输出电流呈线性关系。而安装光伏优化器后，由于 MPPT 算法的控制，组件总是工作在最大功率点，因此，可以将光伏组件视作一个动态电阻 R_{PV} ；此外，对于单个优化器分析时，一般可认为其输出端直接连接逆变器。由于直流母线电压基本维持不变，故逆变器可视作恒压负载。单个优化器分析电路如图 3.1 所示，

其中 C_{in} 为输入电容, C_o 为输出电容, i_{PV} 为输入电流, i_l 为开关网络输入电流, i_2 为开关网络输出电流, i_o 为优化器输出电流。为简化计算, 忽略电感、电容的寄生电阻和线路阻抗。

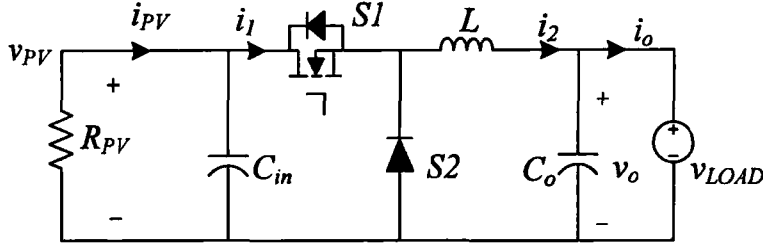


图 3.1 单个优化器建模分析图

根据 v_{PV} 和 i_{PV} 在最大功率点附近的线性关系, 有

$$\frac{1}{R_{PV}} = \left. \frac{\partial i_{PV}}{\partial v_{PV}} \right|_{MPP} \quad (3-1)$$

由于 v_{PV} 和 i_{PV} 的方向相反, R_{PV} 为负值。优化器建模中, 除了输入电压和输出电压与传统 Buck 电路不同, 其余部分均相同, 因而使用状态空间平均法或平均开关模型均可得到其交流小信号模型, 如图 3.2 所示, 其中 $\hat{v}_o$ 的值为 0。由于此建模过程与传统建模过程一致, 故本文不再详述。

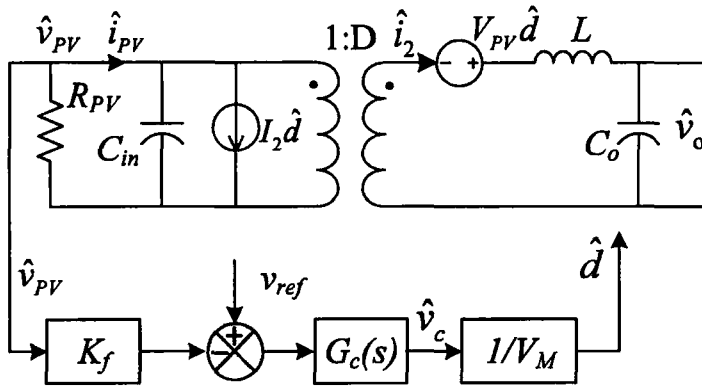


图 3.2 独立 Buck 优化器交流小信号模型

由此可列出占空比到输入电压的开环传递函数 $G_{v_{PV}d_{OL}}$ 为

$$G_{v_{PV}d_{OL}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{PV}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_o=0} = \frac{K_o(s+a_o)}{s^2 + 2\xi_o\omega_o s + \omega_o^2} \quad (3-2)$$

其中

$$\begin{cases} K_o = -\frac{I_o}{C_{in}} \\ a_o = \frac{V_{PV}D}{LI_o} \\ \omega_o = \frac{D}{\sqrt{LC_{in}}} \\ \xi_o = -\frac{1}{2DR_{PV}}\sqrt{\frac{L}{C_{in}}} \end{cases} \quad (3-3)$$

因为光伏优化器需要对输入电压进行调节控制，因此根据 $G_{v_{PV}d_{OL}}$ 的零点和极点，可设计出其滞后超前补偿网络 $G_c(s)$ 为

$$G_c(s) = -\frac{K_c(s+\omega_o/2)^2}{s(s+a_o)(s+2\pi f_t)} \quad (3-4)$$

其中 K_c 的值决定截止频率。因为 $G_{v_{PV}d_{OL}}$ 在低频段为负数，因此补偿网络函数也引入了负号用以抵消。加入反馈调节后，优化器的回路函数为

$$T_c(s) = K_f G_c(s) G_{v_{PV}d_{OL}}(s) / V_M \quad (3-5)$$

其中 K_f 为反馈系数， V_M 为比较器中锯齿波幅值。整个 Buck 优化器从占空比到输入电压的闭环传递函数为

$$G_{v_{PV}d_{CL}}(s) = \frac{G_c(s) G_{v_{PV}d_{OL}}(s) / V_M}{1 + T_c(s)} \quad (3-6)$$

3.2 组串通信信道模型

当优化器串联成组串后，与独立优化器模型不同，输出端相互串联起来共同连接逆变器，因此 $\hat{v}_o$ 的值也不再是 0，而取决于 $\hat{v}_{PV}$ 和 $\hat{d}$ ，以及与之串联的其余优化器。通常情况下，因为每个优化器都处于闭环工作状态，因此除去信号发送器自身以外的其余优化器应被视闭环阻抗，如图 3.3 所示。此时，对优化器而言，当输出电压产生扰动 $\hat{v}_o$ 时，输入电压也会随之产生扰动 $\hat{v}_{PV}$ 。应用叠加定理，可分别讨论 $\hat{d}$ 到 $\hat{v}_{PV}$ 和 $\hat{v}_o$ 到 $\hat{v}_{PV}$ 的传递函数，其中 $\hat{d}$ 到 $\hat{v}_{PV}$ 的传递函数如式(3-2)所示；当 $\hat{d}=0$ ，可得输出电压 $\hat{v}_o$ 到输入电压 $\hat{v}_{PV}$ 的传递函数为

$$G_{v_{pv}v_o}(s)\Big|_{\hat{d}=0}=\frac{D}{s^2LC_{in}-s\frac{L}{R_{pv}}+D^2}$$

(3-7)

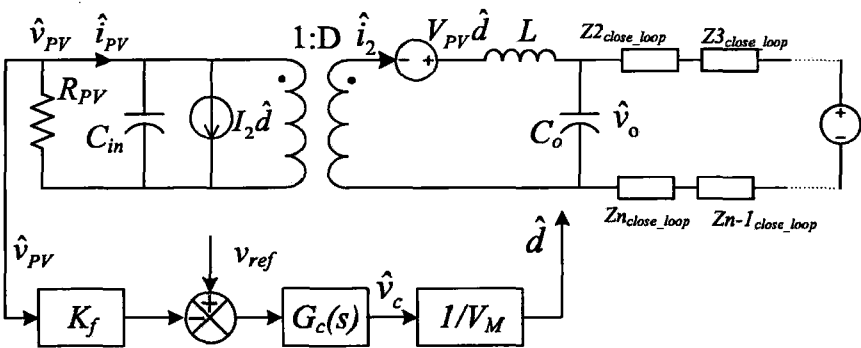


图 3.3 组串模型示意图

每个闭环阻抗的值取决于该优化器的工作状态，而组串中的优化器可能分别工作于不同的状态，因此模型的计算将十分复杂。然而，由于优化器控制环节的截止频率往往较低，而信号的频率相对较高，当信号频率远高于截止频率时，即扰动频率远高于控制环截止频率，反馈网络将不会动作，因而可以对模型进行简化。根据小信号模型，发送器可以简化为一个电压源 $(V_{pv}\hat{d} + D\hat{v}_{pv})$ 与 LC 支路串联，如图 3.4(a)所示；

接收器的模型简化可分三个步骤。首先，对接收器而言，由于通信载波频率 f_c 远小于控制环截止频率 f_g ，反馈网络不动作，因而可以视作开环；根据开环小信号模型，因为变压器原边仅为电阻和电容，因此可以将原边的阻抗 Z_{in} 折算到副边，值为 D^2Z_{in} ；根据第二章所述，Buck 型优化器由于原本输入电流不连续，因此所需要的输入电容很大，故输入阻抗 D^2Z_{in} 远小于输出电感的阻抗 sL ，可忽略。最终，接收器可以简化为一个简单的 LC 并联电路，这将有效地简化后续计算。

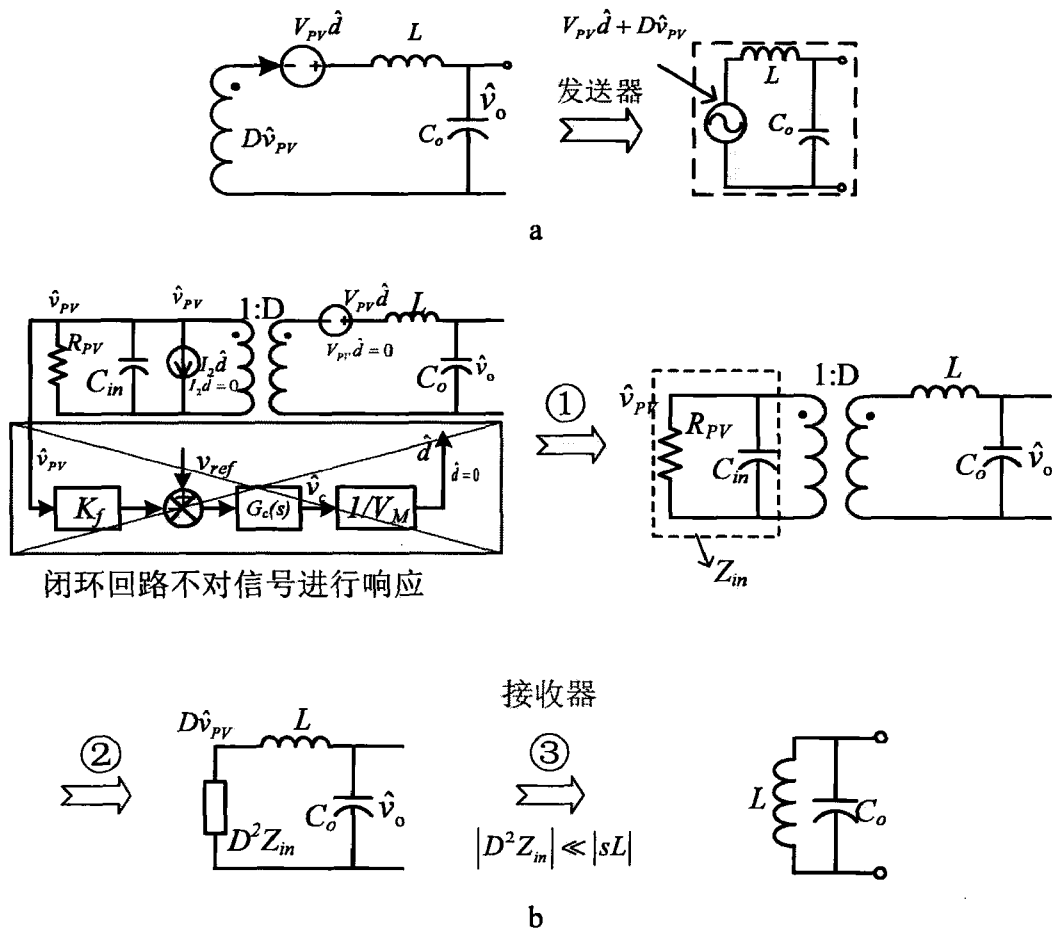


图 3.4 (a)发送器模型 (b)接收器模型

根据以上简化，可以建立组串通信信道模型，如图 3.5 所示。

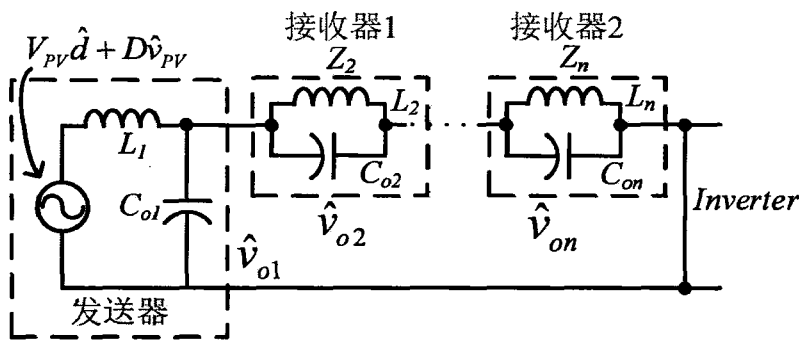


图 3.5 组串通信信道模型

根据该信道模型，可知无论接收器工作在何种状态，对通信信号而言，每个接收器的阻抗为

$$Z_2 = Z_3 = \dots = Z_n = \frac{sL}{s^2LC + 1} \quad (3-8)$$

由此可推出发送器的输出电压扰动量 $\hat{v}_{o1}$ 和接收器的输出电压值量 $\hat{v}_{oi}$ 分别为

$$\begin{aligned} \hat{v}_{o1} &= (D\hat{v}_{pv} + V_{pv}\hat{d}) \frac{sC_o // (n-1)Z_n}{sL + sC_o // (n-1)Z_n} \\ &= \frac{n-1}{n} \frac{V_{pv}}{s^2LC_o + 1} \hat{d} + \frac{n-1}{n} \frac{D}{s^2LC_o + 1} \hat{v}_{pv} \end{aligned} \quad (3-9)$$

$$\hat{v}_{oi} = -\frac{1}{n-1} \hat{v}_{o1} \quad i \in \{2, 3, \dots, n\} \quad (3-10)$$

根据上述推导, 可以画出通信系统框图, 如图 3.6 所示。其中 $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$ 的值分别为

$$G_1(s) = \frac{n-1}{n} \frac{D}{s^2LC_o + 1} \quad (3-11)$$

$$G_2(s) = \frac{n-1}{n} \frac{V_{pv}}{s^2LC_o + 1} \quad (3-12)$$

$$G_3(s) = \frac{D}{s^2LC_{in} - s \frac{L}{R_{pv}} + D^2} \quad (3-13)$$

$G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 依据式(3-9)得出, $G_3(s)$ 依据式(3-7)得出。

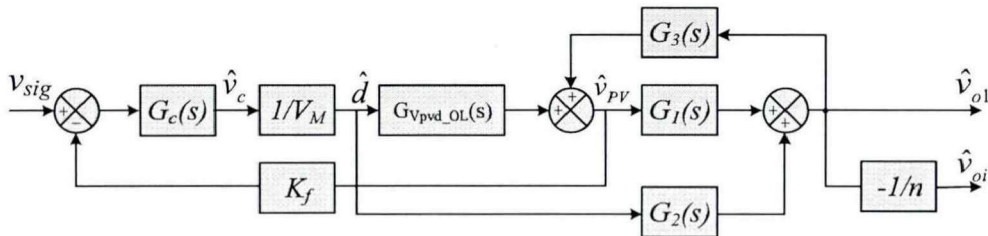


图 3.6 通信系统框图

3.3 通信系统仿真实证

为了验证 3.2 中推导的简化信道模型, 本文使用 PSIM 9.0 搭建了仿真系统进行验证。仿真系统中包含六个光伏组件, 每个组件连接有一个闭环控制的 Buck 型优化器, 优化器输出端串联为组串后连接恒压负载。

本文采用表 3-1 所示的电路参数进行后续的理论分析、仿真和实验。

表 3-1 系统参数

符号	参数	值
S	光照强度	1000W/m^2
V_{MPP}	最大功率电压	21.8V
I_{MPP}	最大功率电流	3.56A
R_{PV}	MPP 动态电阻	6.70Ω
f_s	变换器开关频率	50kHz
n	组串中的组件个数	6
L	输出电感	$35\mu\text{H}$
C_{in}	输入电容	$200\mu\text{F}$
C_o	输出电容	$22\mu\text{F}$
D	稳态占空比	0.80
V_o	输出电压	17.4V
I_o	输出电流	4.45A
K_f	反馈系数	1
K_C	补偿网络系数	1.32×10^5
V_M	PWM 锯齿波幅值	1V
f_g	回路函数 $T_c(s)$ 的截止频率	$2.53\times 10^3\text{Hz}$

通过 PSIM 仿真，可以画出 $\hat{v}_{pv}/\hat{v}_{sig}$ 和 $\hat{v}_o/\hat{v}_{sig}$ 的波特图，如图 3.7 所示。由于从输入到输出的相位变化对通信情况无影响，因此这里仅讨论幅值增益。图中虚线为 3.2 节中推导的简化模型仿真结果，实线为实际电路仿真结果，可以看出，当信号频率高于截止频率时，简化模型与仿真结果非常接近。

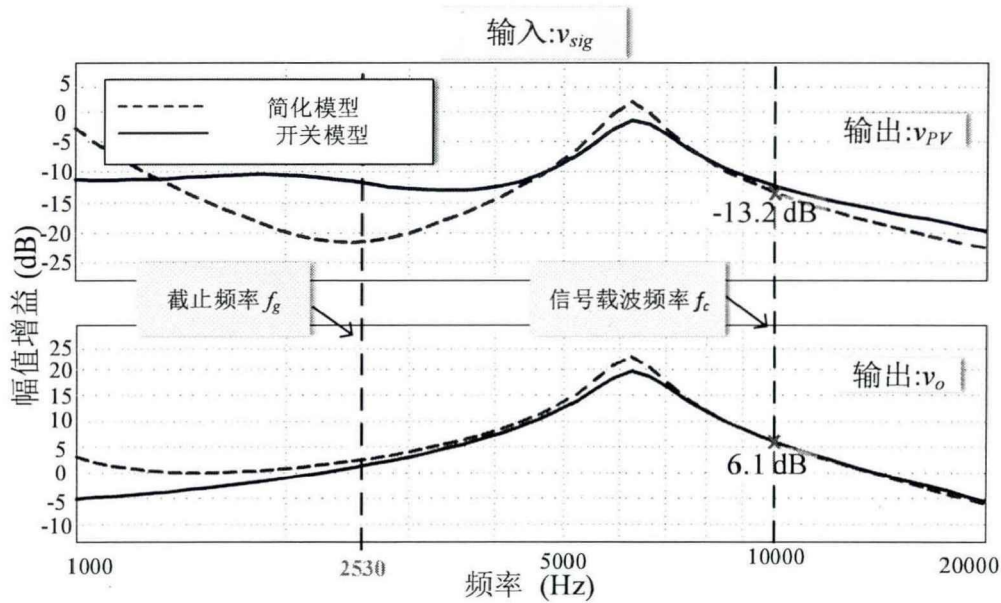


图 3.7 从 v_{sig} 至 v_{pv} 和从 v_{sig} 至 v_o 的传递函数波特图

为了获得更高的通信速率，本文选取 10kHz 作为通信载波的频率。同时，当载波的周期是开关周期的整数倍时，可以消除开关纹波对通信的干扰，具体将在第四章对此分析。从图 3.7 中可看出，当信号频率为 10kHz 时， v_{pv} 的增益为负 13.2dB，进行了大幅衰减，同时 v_o 的增益为 6.1dB，进行了放大。这说明当加入信号时，光伏组件端的电压扰动将会非常小，即对光伏组件的工作不会产生影响；同时，优化器输出电压的扰动量将会很大，可以获得较大的信号幅值，从而获得更高的信噪比，这证明了本通信方法的合理性。

叠加信号的仿真结果如图 3.8 所示。当在优化器 1 控制器中的参考电压上叠加峰峰值为 1V，频率为 10kHz 的正弦波时，其光伏组件电压 v_{pv} 上产生的电压扰动的峰峰值为 0.22V，其输出端产生的电压扰动峰峰值为 2.0V，接收信号的优化器 2 的输出端上产生的信号幅值为 0.40V，是发送器幅值的 1/5。图中红线为简化模型，蓝线为仿真开关模型，这证明了信道模型的准确性。

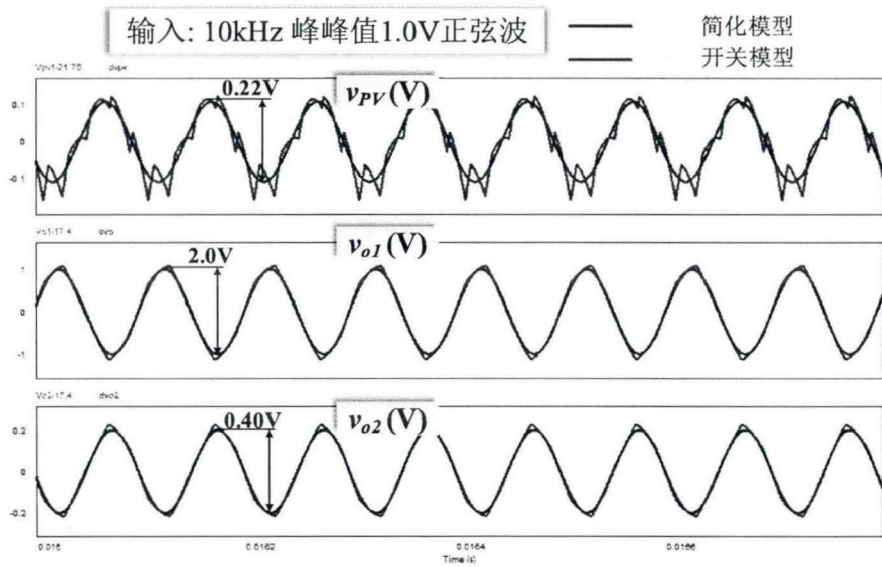


图 3.8 从加入 10kHz 信号后的输入电压和输出电压

光伏组件接收的光照在实时变化，光照会对优化器的工作状态进行改变，从而一定程度会影响通信。根据 3.2 节所述，对接收信号的优化器而言，其可以等效为一个并联 LC 电路，与工作状态无关，因此不受光照强度的影响。对发送器而言，光照强度会改变其模型中的动态电阻值 R_{PV} 和占空比 D ，因此需要明确不同光照强度下从 v_{PV} 到 v_o 的增益是否足够大，具体如图 3.9。由此图可看出在低光照的条件下， v_{PV} 到 v_o 拥有更大的增益，即更加利于通信的实验。这证明了本通信方法的可靠性和稳定性。

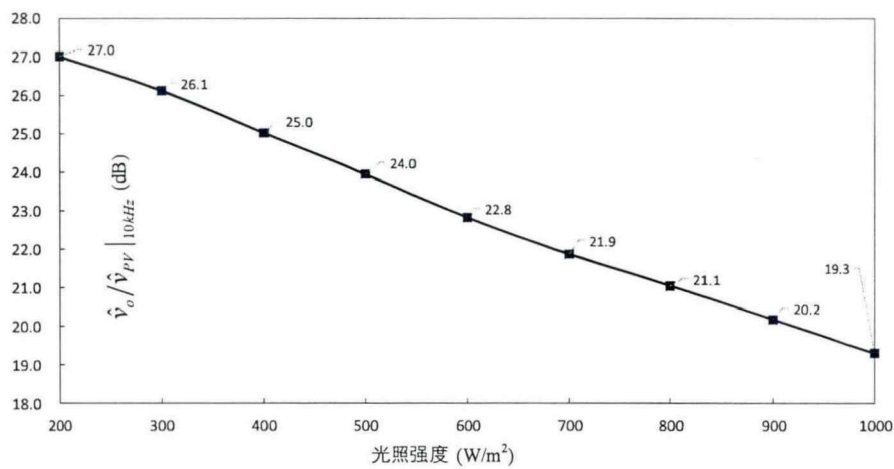


图 3.9 不同光照条件下 v_{PV} 到 v_o 的增益

3.4 通信功率损耗计算

通信中产生的功率损耗主要分为两部分：发送信号时在发送端 PV 板处产生的损耗 ΔP_i 和线缆上的损耗 ΔP_o ，需要分别进行计算。

现定义 v_{PV} 和 v_o 的扰动量为

$$\hat{v}_{PV} = A_{PV} \cos(\omega_c t + \theta_1) \quad (3-14)$$

$$\hat{v}_{o1} = A_o \cos(\omega_c t + \theta_2) \quad (3-15)$$

对发送器而言，由于在信号发送阶段，光伏组件的工作点会在最大功率点附近摆动，相当于在稳态功率 P_{MPP} 上叠加了一个扰动量 $\hat{p}_i$ ，因此在最大功率点附近有

$$\begin{aligned} v_{PV} &= V_{MPP} + \hat{v}_{PV} \\ i_{PV} &= I_{MPP} + \hat{i}_{PV} \\ P &= P_{MPP} + \hat{p}_i = V_{MPP} I_{MPP} + V_{MPP} \hat{i}_{PV} + I_{MPP} \hat{v}_{PV} + \hat{v}_{PV} \hat{i}_{PV} \end{aligned} \quad (3-16)$$

其中，

$$P_{MPP} = V_{MPP} I_{MPP} \quad (3-17)$$

同时，在最大功率点处有，

$$I_{MPP} \approx -V_{MPP} / R_{PV} \quad (3-18)$$

根据上式，结合式 (3-1) 可推出

$$\hat{p}_i = V_{MPP} \hat{i}_{PV} + I_{MPP} \hat{v}_{PV} + \hat{v}_{PV} \hat{i}_{PV} = \hat{v}_{PV} \left(I_{MPP} + \frac{V_{MPP}}{R_{PV}} \right) + \hat{v}_{PV} \hat{i}_{PV} = \frac{\hat{v}_{PV}^2}{R_{PV}} \quad (3-19)$$

根据以上，可求得发送信息时在发送器 PV 侧的平均功率损耗为

$$\Delta P_i = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \frac{A_{PV}^2 \cos^2(\omega_c t + \theta_1)}{R_{PV}} dt = \frac{A_{PV}^2}{2R_{PV}} \quad (3-20)$$

由于光伏优化器的阻抗远大于线缆阻抗，线缆阻抗在计算输出电流时可忽略不计，故通信输出电流为

$$\hat{i}_o = \frac{\hat{v}_{o1}}{(n-1) \cdot \left(sL // \frac{1}{sC_o} \right)} = \frac{4\pi^2 f_c^2 LC_o - 1}{(n-1) \cdot 2\pi f_c L} \cdot A_o \sin(\omega_c t + \theta_2) \quad (3-21)$$

为了简化表达式，定义电流幅值 A_{IO} 为

$$A_{i_o} = A_o \frac{4\pi^2 f_c^2 L C_o - 1}{(n-1) \cdot 2\pi f_c L} \quad (3-22)$$

因此，在线缆上的功率损耗 ΔP_o 为

$$\Delta P_o = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \hat{i}_o^2 R_l dt = \frac{A_{i_o}^2 R_l}{2} \quad (3-23)$$

总的功率损耗为

$$\Delta P_{total} = \Delta P_i + \Delta P_o \quad (3-24)$$

第4章 数据传输设计

由于信道具有带通特性,因此无法直接传输数字信号,即无法进行基带传输,需要对信号进行频带调制后发送;对解调而言,除了采样和滤波外,还需要经过解调程序才能获得真正的数字信号。本章内容讨论简单的频带调制方法、解调过程,以及对信道的噪声、信噪比进行了测量与分析。

4.1 数据调制

基带脉冲含有丰富的频率成分,然而因为优化器的功率输出端存在 LC 低通电路,且受系统动态特性的影响,使得数据无法以很高的频率的基带脉冲形式进行传输。因此,需要先将数据流调制到载波上(通常是正弦载波),而该载波恰能满足信道的频率限制。

调制的过程即为以某种方式根据输入数据来改变(键控)正弦载波的幅度、频率或相位。共有三种基本的信号调制方式,分别为幅移键控(Amplitude Shift Keying, ASK),频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)和相移键控(Phase Shift Keying, PSK)。基于此还有一些其他技术,如 M-QAM, OFDM 等。因为本文仅做通信可行性分析与验证,因此选用基本调制方法。三种方法中,ASK 实现简单,解调容易,但是抗噪声能力差。因为光伏系统中的噪声环境复杂,因此并不适合。FSK 需要选择多个频率传输信号,占用较大的带宽资源,根据第三章分析,信道带宽并不是很大,因此也并不适合;PSK 抗噪声性能好,占用带宽小,实现简单,因此本文选择 PSK 作为信号的调制方法。但同时,PSK 的解调需要发送器和接收器之间实现相位同步,否则易出现 0, 1 倒置的情况。相位同步实现过程复杂,又额外增加了成本开销,因此本文选择差分相位调制法(Differential Phase Shift Keying, DPSK)。为简化过程,数据类型选择二进制,即 2DPSK 调制。

2DPSK 调制过程如图 4.1 所示,其中 T_b 为每个比特的周期。每一个二进制比特被转化为 5 个连续的正弦波周期,正弦波称为通信载波,载波的周期为 T_c 。当发送数据 0 时,相邻两组正弦波的相位保持不变;发送数据 1 时,正弦波的相位翻转 180 度。由此,接收器在接收过程中只需要判断相位是否翻转,而不需要知道确切的相位值。第一组载波不承载信号传输,用于相位参考和位同步。

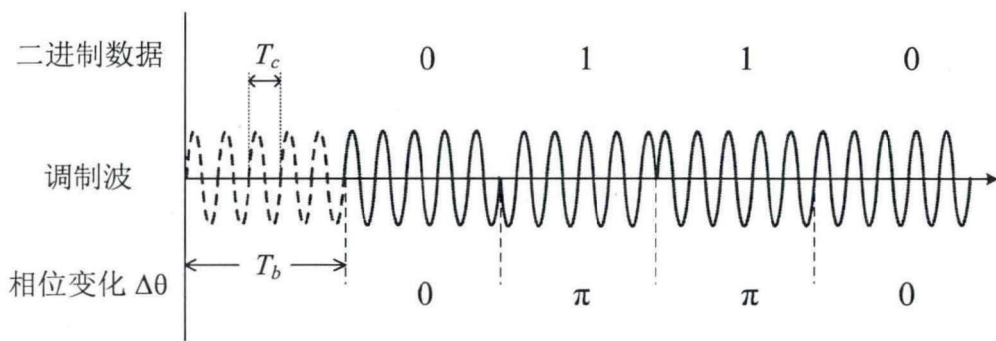


图 4.1 2DPSK 调制过程

由上可知

$$T_b = 5T_c \quad (4-1)$$

同时，2DPSK 的通信带宽 B 为

$$B = \frac{2}{T_b} \quad (4-2)$$

由上可知，当每个比特调制的载波周期数越多，占用带宽更小，但通信速率也会降低。本文的设计中，载波频率为 10kHz，调制周期数为 5 个，因此码元周期为 500us，带宽为 4kHz。

4.2 数据解调

对接收器而言，设一个码元周期内，接收器的滤波器输出端的信号为 $s(t)$ ，可表达为如式 (4-3) 所示，其中 A ， ω_c ， θ 分别为信号载波的幅值、角频率和相位。

$$s(t) = A \cos(\omega_c t + \theta) \quad \theta \in [0, 2\pi] \quad (4-3)$$

设下一码元周期内接收器的滤波器输出端信号为 $s'(t)$ ，有

$$s'(t) = A \cos(\omega_c t + \theta + \Delta\theta) \quad \theta \in [0, 2\pi], \Delta\theta \in [0, 2\pi] \quad (4-4)$$

当 $\Delta\theta$ 小于 $\pi/2$ 或大于 $3\pi/2$ ，代表相位的变化较小，收到的数据可判为 0；当 $\Delta\theta$ 大于 $\pi/2$ 且小于 $3\pi/2$ 时，代表相位翻转，收到的数据为 1。

解调采用相干解调的方法，如图 4.2 所示。采样到的信号 $s(t)$ 分别与 $\cos(\omega_c t)$ 和 $\sin(\omega_c t)$ 做一个码元周期内的积分，由于 $\cos(\omega_c t)$ 和 $\sin(\omega_c t)$ 在一个码元周期内正，因此即求得了信号的同向分量($\cos(\omega_c t)$)和正交分量($\sin(\omega_c t)$)，如式 (4-5) 所

示。

$$x_{I0} = \int_0^{T_b} A \cos(\omega_c t + \theta) \cos(\omega_c t) dt = (AT_b \cos \theta)/2$$
$$x_{q0} = \int_0^{T_b} A \cos(\omega_c t + \theta) \sin(\omega_c t) dt = -(AT_b \sin \theta)/2$$

(4-5)

同理，下一码元周期信号的积分结果为

$$x_{I1} = \int_0^{T_b} A \cos(\omega_c t + \theta + \Delta\theta) \cos(\omega_c t) dt = (AT_b \cos(\theta + \Delta\theta))/2$$
$$x_{q1} = \int_0^{T_b} A \cos(\omega_c t + \theta + \Delta\theta) \sin(\omega_c t) dt = -(AT_b \sin(\theta + \Delta\theta))/2$$

(4-6)

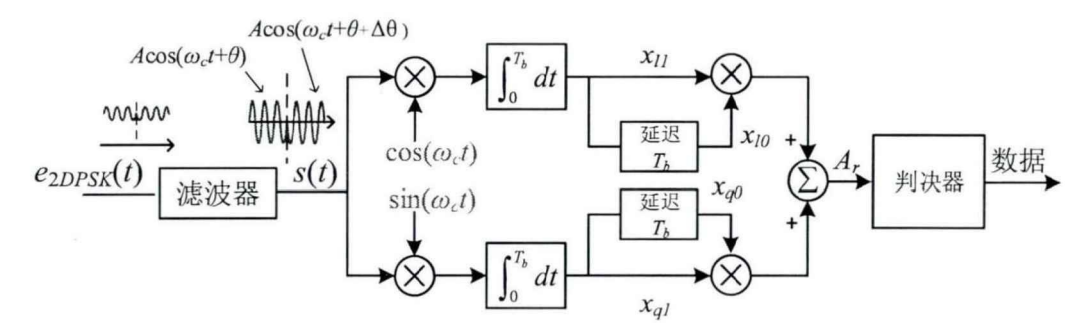


图 4.2 2DPSK 解调过程

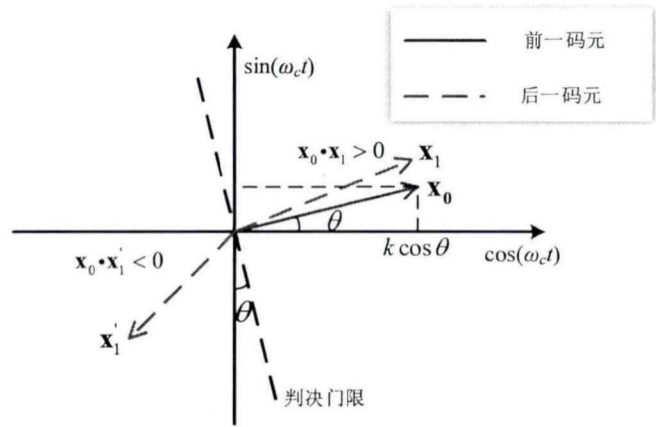


图 4.3 判决过程

由此，相当于在 $(\cos(\omega_c t), \sin(\omega_c t))$ 平面上得到了两个向量 $\mathbf{x}_0=(x_{I0}, x_{q0})$ 和 $\mathbf{x}_1=(x_{I1}, x_{q1})$ 。由此，可定义一个垂直于 $\mathbf{x}_0$ 的判决门限，当 $\mathbf{x}_0$ 与 $\mathbf{x}_1$ 在同一侧，说明相位变化小，数据判为 0；当 $\mathbf{x}_0$ 与 $\mathbf{x}_1$ 在不同侧，说明相位变化大，数据判为 1。表达为数学关系即为求两向量的内积，定义 $\mathbf{x}_0$ 与 $\mathbf{x}_1$ 的内积为 A_r ，则 A_r 的表达式如（4-7 所示）。

$$A_r = x_{i0}x_{i1} + x_{q0}x_{q1} = (A^2 T_b^2 \cos \Delta \theta) / 4 \quad (4-7)$$

因此，在程序中的判据如式(4-8)所示。

$$\text{数据} = \begin{cases} 0 & (A_r > 0) \\ 1 & (A_r < 0) \end{cases} \quad (4-8)$$

滤波器后的全部解调过程均在单片机中(即优化器的控制器)中依靠软件实现，因此对接收器的解调而言，所需要的硬件仅为信号采样和滤波电路。

4.3 信号采样和带通滤波器设计

接收优化器的电压输出端为直流功率输出与通信接收信号的叠加波形，包含开关纹波等噪声干扰。因此需要先将交流成分采样后再经由带通滤波器滤波，得到较为纯净的通信信号。

信号采样采用电压差分电路，在输入端需加入隔直电容。电路简单，在此不在赘述。

本文中带通滤波器选择 Sallen-Key 拓扑作为二阶有源滤波器，具有拓扑简单、输入阻抗大、增益易被配置等特点。通用拓扑如图 4.4 所示。

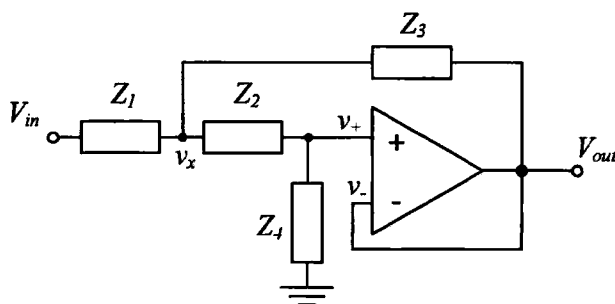


图 4.4 Sallen-Key 带通滤波器

对 Sallen-Key 拓扑的分析基于运算放大器是理想的条件。因为运放工作于负反馈条件，根据“虚短”法，有

$$v_+ = v_- = V_{out} \quad (4-9)$$

根据基尔霍夫电流定律(KCL)，在 v_x 点可列出电流方程

$$\frac{V_{in} - v_x}{Z_1} = \frac{v_x - v_{out}}{Z_3} + \frac{v_x - v_{out}}{Z_2} \quad (4-10)$$

根据式(4-9)、KCL 和“虚断”法，在 v_+ 处可列写方程

$$\frac{v_x - V_{out}}{Z_2} = \frac{V_{out}}{Z_4} \quad (4-11)$$

因此有

$$v_x = v_{out} \left(\frac{Z_2}{Z_4} + 1 \right) \quad (4-12)$$

结合 (4-10) 和 (4-12) 有

$$\frac{v_{in} - v_{out} \left(\frac{Z_2}{Z_4} + 1 \right)}{Z_1} = -\frac{v_{out} \left(\frac{Z_2}{Z_4} + 1 \right) - v_{out}}{Z_3} + \frac{v_{out} \left(\frac{Z_2}{Z_4} + 1 \right) - v_{out}}{Z_2} \quad (4-13)$$

化简后可得输入电压到输出电压比值为

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_3 (Z_1 + Z_2) + Z_3 Z_4} \quad (4-14)$$

当 Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 选取不同的电阻电容时, Sallen-Key 拓扑会拥有不同的通带特性, 可以组成低通滤波器、高通滤波器和带通滤波器, 如图 4.5 所示。

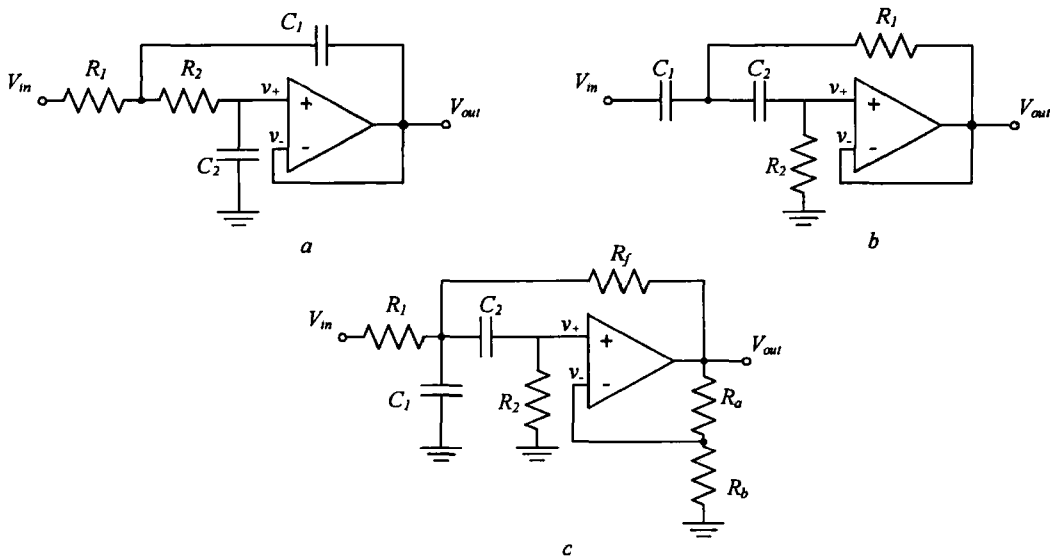


图 4.5 Sallen-Key 拓扑滤波器 (a)低通 (b)高通 (c)带通

带通滤波器的拓扑略有不同, 但是分析过程是一致的, 易得其传递函数为

$$H(s) = \frac{\left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{s}{R_1 C_1}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_b}{R_a R_f C_1}\right) s + \frac{R_1 + R_f}{R_1 R_f R_2 C_1 C_2}} \quad (4-15)$$

中心频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_f}{R_1 R_f R_2 C_1 C_2}} \quad (4-16)$$

品质因数 Q 为

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_1 + R_f}{R_1 R_f R_2 C_1 C_2}}}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_b}{R_a R_f C_1}} = \frac{\sqrt{(R_1 + R_f) R_1 R_f R_2 C_1 C_2}}{R_1 R_f (C_1 + C_2) + R_2 C_2 \left(R_f - \frac{R_b}{R_a} R_1 \right)} \quad (4-17)$$

增益 G 由反馈电阻决定。增益越大，越容易震荡。

$$G = 1 + \frac{R_b}{R_a} \quad (4-18)$$

在设计 Sallen-Key 带通滤波器时，可以取 $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_f = R$, $R_2 = 2R$, 与 (4-18) 一同代入式 (4-15) 和 (4-16)，分别有

$$H(s) = G \frac{sRC}{(sRC)^2 + sRC(3-G) + 1} \quad (4-19)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4-20)$$

将 s 替换为 $j2\pi f$ ，当频率 $f = f_0$ 时，将 (4-20) 代入 (4-19) 可求得通带放大倍数 G_{f0} 为

$$G_{f_0} = G \frac{1}{|3-G|} = QG \quad (4-21)$$

设下限截至频率为 f_{p1} ，上限截至频率为 f_{p2} ，则有

$$G_{f_{p1}} = G_{f_{p2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} G_{f_0} \quad (4-22)$$

代入式 (4-19)，可求得

$$\begin{aligned} f_{p1} &= \frac{f_0}{2} \left[\sqrt{(3-G)^2 + 4} - (3-G) \right] \\ f_{p2} &= \frac{f_0}{2} \left[\sqrt{(3-G)^2 + 4} + (3-G) \right] \end{aligned} \quad (4-23)$$

带宽为

$$B = f_{p2} - f_{p1} \quad (4-24)$$

由此，可以根据中心频率、带宽、和增益选取合适的电阻电容参数。本文设计的中心频率为 10kHz，带宽为 4kHz，实际中借助滤波器设计软件，再通过实

验调试，最终选定参数为： $R_1=9k\Omega$, $R_2=1.6k\Omega$, $R_f=1.93k\Omega$, $R_d=1k\Omega$, $R_b=420\Omega$, $C_1=C_2=10nF$ 。

4.4 通信噪声分析

对通信系统而言，噪声的分析十分重要，因为其决定了系统的信道容量。在本通信系统中，由于信号叠加在功率线缆上，因此有诸多噪声被引入，包括电网噪声、开关噪声、MPPT 过程的噪声以及白噪声。本节内容对这些噪声其进行讨论。

噪声的分类上，按噪声混入信号的方式，可分为加性噪声和乘性噪声。加性噪声与信号是相加的关系，即无论有无信号，都会有噪声，包括热噪声、散弹噪声等；乘性噪声与噪声为相乘的关系，即没有信号就没有噪声，系统的时变性以及非线性都可看作乘性噪声的一类。由此，本文提及的噪声均为加性噪声。

按照噪声的来源，可分为人为噪声、自然噪声和内部噪声。其中人为噪声由人类活动所产生的对通信的干扰，因此电网、开关、MPPT 均属于人类噪声；自然噪声指自然界中的电磁波源所产生的噪声，如雷击等，在本系统中不做考虑；内部噪声即指通讯设备自身产生的噪声，主要包括热噪声。

按照噪声的随机性，可分为随机噪声和非随机噪声。非随机噪声可预测，因此可以通过相应的手段进行抵消或减小；随机噪声不可预测，拥有随机的相位、幅度等，会使解调结果发生随机的改变。通常情况下研究的噪声问题均指随机噪声。对于随机噪声，由于其时域上的波形随机，因此难以对其进行刻画，一般通过概率对其进行研究，即噪声通过解调过程后，会产生随机的影响程度，需要对其影响程度的概率进行研究。

定义本文中通过带通滤波器后的波形 $y(t)$ 表达式为

$$y(t) = s(t) + f_g(t) + g_s(t) + f_m(t) + f_n(t) \quad (4-25)$$

其中 $s(t)$ 是纯净信号波形， $f_g(t)$ 为电网噪声， $g_s(t)$ 为开关噪声， $f_m(t)$ 为 MPPT 噪声， $f_n(t)$ 为白噪声。这几类噪声相互独立，可以依据叠加定理分别对其进行分析。

4.4.1 电网噪声

电网的影响主要为逆变器端工作时产生的 100Hz 频率，由于主要成分是单一

频率, 因此可以定义 BPF 后来自电网的噪声为

$$f_g(t) = A_g \cos(\omega_g t + \varphi_g) \quad (4-26)$$

其中 A_g 为幅值, f_g 为 100Hz 频率, φ_g 为初相。对信号而言, φ_s 为一个在 $[0, 2\pi]$ 均匀分布的随机量。代入 4.2 节中的解调计算中, 可得 $g_s(t)$ 对最终的两个解调结果为

$$x_{lg} = \int_0^{T_b} f_g(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (4-27)$$

$$x_{qg} = \int_0^{T_b} f_g(t) \sin(\omega_c t) dt \quad (4-28)$$

以同向分量(cos 方向)解调结果 x_{lg} 为例进行分析, 由(4-27)计算可得

$$x_{lg} = A_g \cdot \cos \varphi_g \cdot \int_0^{5T_c} \cos(\omega_g t) \cos(\omega_c t) dt - A_g \cdot \sin \varphi_g \cdot \int_0^{5T_c} \sin(\omega_g t) \cos(\omega_c t) dt \quad (4-29)$$

设 K_1, K_2 分别为

$$K_1 = A_g \cdot \int_0^{5T_c} \cos(\omega_g t) \cos(\omega_c t) dt \quad (4-30)$$

$$K_2 = A_g \cdot \int_0^{5T_c} \sin(\omega_g t) \cos(\omega_c t) dt \quad (4-31)$$

K_1, K_2 为常数, 则

$$\begin{aligned} x_{lg} &= K_1 \cdot \cos \varphi_g - K_2 \sin \varphi_g \\ &= \sqrt{K_1^2 + K_2^2} \sin(\varphi_g + \arctan \frac{K_1}{K_2}) \\ &= K_{gs} \cos \varphi'_g \end{aligned} \quad (4-32)$$

由于 $\arctan(K_1/K_2)$ 为定值, 因此 φ'_g 也为 $[0, 2\pi]$ 均匀分布的随机变量,

$K_{gs} = \sqrt{K_1^2 + K_2^2}$ 。由此, 根据联合概率密度求解方法, 可以求的 x_{lg} 概率密度函数为

$$f_{x_{lg}}(x) = \frac{1}{K_{gs} \pi \sqrt{1 - \left(\frac{x}{K_{gs}}\right)^2}} \quad (4-33)$$

其中 x 为 x_{lg} 可能的取值, 概率密度曲线如图 4.6 所示。同理也可求得正交分量下的 x_{qg} 的概率密度函数, 与(4-33)相同。以上给出了通常情况下单一频率、随机相位的噪声分析方法。本文中, 由于电网频率与信号频率相差很大, 网侧干扰大部分被带通滤波器滤除, K_{gs} 的值极小, 因此本文忽略电网噪声对信号解调的影响。

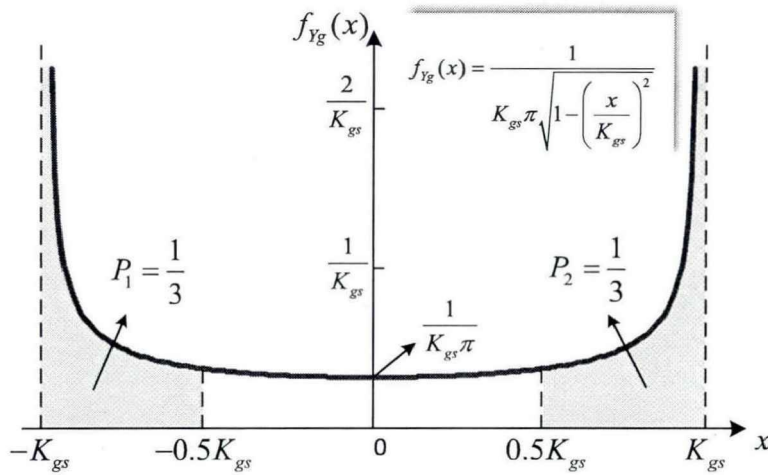


图 4.6 x_{lg} 的概率密度曲线

4.4.2 开关噪声

开关动作产生的干扰包括开关基波、高次谐波及其边频带，以及由开关管动作带来的电压尖峰，多数干扰会被带通滤波器滤除，尤其是高次谐波及其边频带。由于信号最终被单片机的 ADC 采样，因此可以通过在程序中对采样时间点的控制，使采样点避开开关管动作的瞬间。实际上，变换器自身开关动作产生的电压尖峰并非一个随机噪声，而是可以被接收器预知的，所以可以进行消除。

开关带来的主要影响为开关频率基波。设开关频率基波为 $g_s(t)$ ，表达式如式 (4-34) 所示

$$g_s(t) = A_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) \tag{4-34}$$

其中 A_s 为基波幅值， f_s 为开关频率， φ_s 为初相。对信号而言， φ_s 为一个在 $[0, 2\pi]$ 均匀分布的随机量。代入 4.2 节中的解调计算中，可得 $g_s(t)$ 的解调结果 x_{ls} 和 x_{qs} 为

$$\begin{aligned} x_{ls} &= \int_0^{T_b} g_s(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ x_{qs} &= \int_0^{T_b} g_s(t) \sin(2\pi f_c t) dt \end{aligned} \tag{4-35}$$

当开关频率 f_s 为通信载波 f_c 的整数倍时，易得 $x_{ls}=0, x_{qs}=0$ ，即开关基波将对解调过程无影响。因此，信号周期是开关周期的整数倍时，无论随机量 φ_s 的值为

多少，对解调结果均无影响，这样可以有效避免开关纹波对通信的干扰。这也解释了本文选取 10kHz 作为载波频率的原因。同时，在 ADC 采样过程中，选择开关周期的中点进行采样时，对应的基波幅值为 0，如图 4.7 所示，也最大限度削减了开关纹波基波的干扰

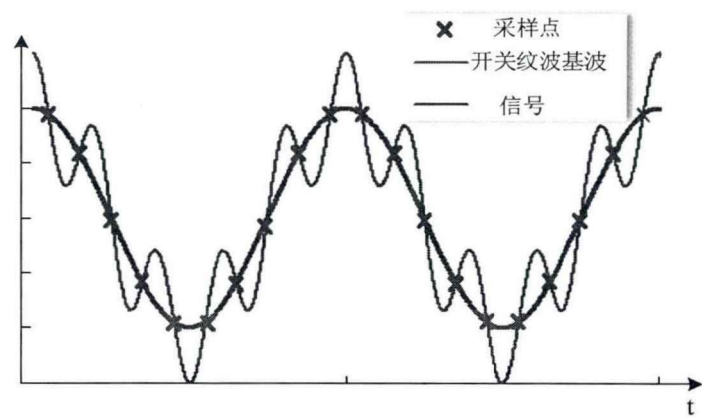


图 4.7 开关纹波基波与 ADC 采样点的关系

4.4.3 MPPT 噪声

对 MPPT 而言，目前最为常见的算法仍为扰动观察法（P&O），因此，当优化器稳定在最大功率点时，仍有一个低频的电压扰动被引入。本文中，为了模拟噪声环境，设定每个优化器都会在自身的输入电压 v_{PV} 处产生 0.1V/ms 的扰动，即会在输出电压产生 500Hz 的类方波干扰，具有奇数次谐波，如图 4.8(a)所示。低次谐波由于原理带通滤波器中心频率，会被其滤除，可以不计，高次谐波幅值很小，也可不计。然而其 19 次和 21 次谐波，对应频率为 9.5kHz 和 10.5kHz，靠近信号频率，会被滤波器放大，对解调结果产生影响，如图 4.8(b)所示。

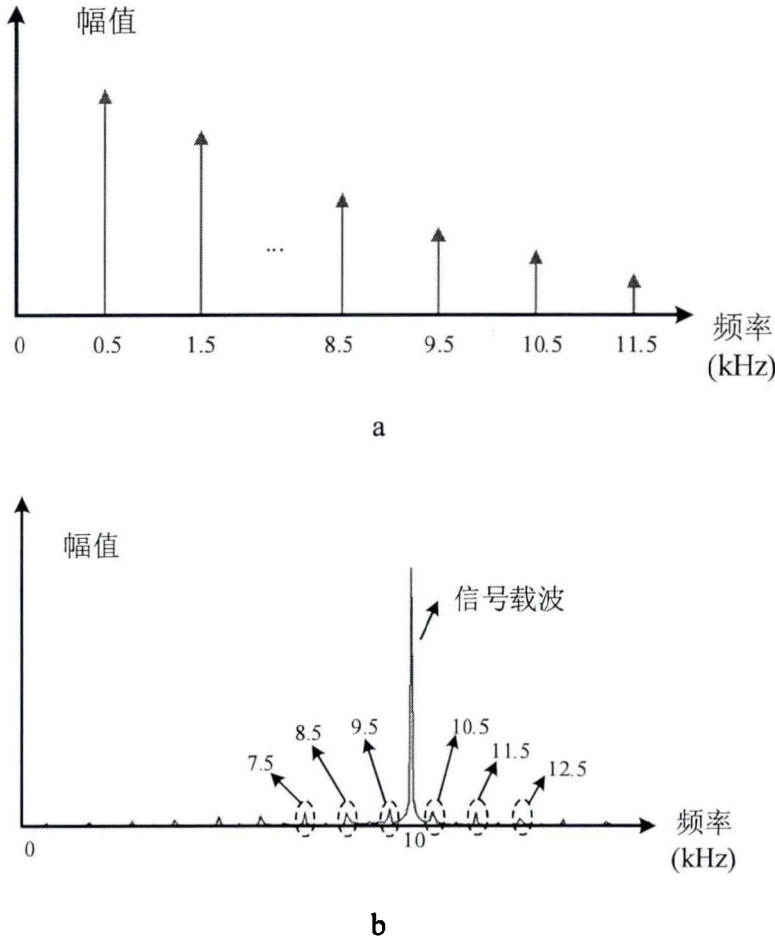


图 4.8 (a)MPPT 扰动频率成分 (b)经过带通滤波器后的 MPPT 扰动频率成分

定义 MPPT 产生的 19 次谐波和 21 次谐波 f_{m19} , f_{m21} 为

$$f_{m19}(t) = A_{m19} \cos(\omega_{m19}t + \varphi_{m19}) \quad (4-36)$$

$$f_{m21}(t) = A_{m21} \cos(\omega_{m21}t + \varphi_{m21}) \quad (4-37)$$

其中 A_{m19} , A_{m21} 为谐波幅值。 ω_{m19} 和 ω_{m21} 为谐波角频率, φ_{m19} 和 φ_{m21} 为初相位, 易得

$$\frac{\omega_{m19}t + \omega_{m21}t}{2} = \omega_c \quad (4-38)$$

由于 A_{m19} , A_{m21} 较为接近, 且 φ_{m19} 和 φ_{m21} 相等, 定义 A_m , φ_m

$$\begin{aligned} A_m &= \max(A_{m19}, A_{m21}) \\ \varphi_m &= \varphi_{m19} = \varphi_{m21} \end{aligned} \quad (4-39)$$

由此可以估算求得两个谐波得叠加量为

$$\begin{aligned}
f_{m19}(t) + f_{m21}(t) &\approx A_m [\cos(\omega_{m19}t + \varphi_{m19}) + \cos(\omega_{m21}t + \varphi_{m21})] \\
&= 2A_m \cos(\omega_c t + \varphi_m) \cos \frac{\omega_{m19} - \omega_{m21}}{2} t
\end{aligned} \tag{4-40}$$

因为 $t \in [0, T_b]$, $T_b = 5 \times 10^{-4} \text{ s}$, $\omega_{m19} - \omega_{m21} = -159.2 \text{ rad/s}$, 所以有

$$\cos \frac{\omega_{m19} - \omega_{m21}}{2} t \approx 1 \tag{4-41}$$

可以对式(4-40)进行化简, 得

$$f_{m19}(t) + f_{m21}(t) \approx 2A_m \cos(\omega_c t + \varphi_m) \tag{4-42}$$

φ_m 为 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布随机变量。因此, MPPT 噪声表现为与信号同频率、相位随机的正弦波。由于频率与信号相同, 可以直接计算其功率为

$$P_{mppt_noise} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} (f_{m19}(t) + f_{m21}(t))^2 dt = A_m^2 \tag{4-43}$$

在本文的应用中, MPPT 的扰动幅度为 0.1V, 通过示波器在带通滤波器后测得 A_m 约为 20mV, 以此求得 P_{mppt_noise} 极小, 故本文在计算信噪比时将其忽略。

4.4.4 白噪声

白噪声广泛存在于通信系统中, 其功率谱密度在所有频率上均为一常数。本系统中的白噪声主要来源于电子元器件的热噪声, 而热噪声通常情况下呈高斯分布。当白噪声取值的概率服从高斯分布时, 则称为高斯白噪声。

本系统中, 在排除其余干扰源后, 对带通滤波器后的白噪声进行电压采样, 如图 4.9(a)所示。对采样值做分布密度统计后, 可以绘制其概率密分布度如图 4.9(b)所示。从白噪声的取值分布可看出其基本服从高斯分布, 即为高斯白噪声。用高斯曲线对分布进行拟合后, 得到高斯白噪声 $n(t)$ 的概率密度函数为

$$f_n(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{(y - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] \tag{4-44}$$

其中 y 是 $n(t)$ 可能的取值, μ 为均值, σ^2 为方差。对高斯白噪声, σ^2 即是噪声功率。

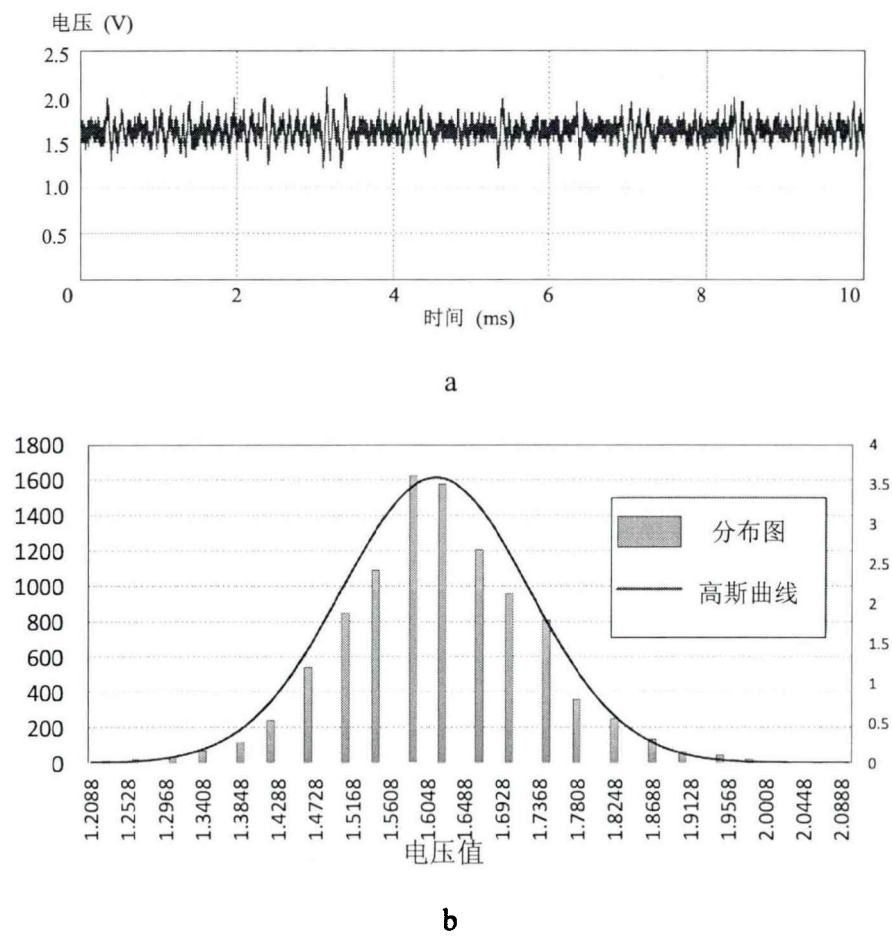


图 4.9 (a)滤波器后的噪声波形 (b)噪声分布图

因此，本系统的接收信道等同于正弦波叠加窄带白噪声，此条件下，信道的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)可写作

$$\frac{S}{N}=10\lg\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right)$$

(4-45)

根据以上分析，本文的通信参数如表 4-1 所示。

表 4-1 通信参数

符号	参数说明	取值
T_c	信号载波周期	10μs
T_b	单个比特周期	50μs
R_B	波特率	2kBaud
B	带宽	4kHz
A	带通滤波器后的信号幅值	1.0V
σ^2	噪声功率	0.0123W
SNR	信噪比	16.1dB

根据式(4-45)，可以求得本系统的信噪比为 16.1dB，对电力线载波通信而言是一个较大的值，因此通信可以稳定、可靠地进行。依据式(4-46)香农第二定理可得信道容量为 21.521kbps，证明本通信系统仍然具有很大的潜力，借助更高级的调制与编码方法可以实现更高的通信速率。

$$C = B \cdot \log_2(1 + \frac{S}{N})$$

(4-46)

实际应用中，带通滤波器的非理想特性、码同步同步的误差、相邻比特间的波形畸变等都会影响通信的精度，但此类因素影响较小，且不属于电力电子范畴内的典型噪声，本文不再讨论。

第5章 样机设计和实验验证

本文针对所提出的集成于光伏优化器的电力线载波通信技术设计搭建了样机平台，对通信系统的模型、通信的可行性、可靠性等问题进行了验证，最后与现有的光伏系统中电力线载波技术进行对比。

5.1 样机系统设计

光伏组件并非电压源或电流源，因此在实验中可选用光伏组件、光伏模拟器或电压源串联电阻替代。其中光伏模拟器拥有更贴近真实的输出特性，但价格昂贵，不适用于多个节点的实验系统；光伏组件的特性随光照而变化，难以控制实验条件；为获得稳定的实验条件并考虑经济性，本文选择 46.6V 的电压源串联 6.7Ω 的电阻来替代光伏组件。

如第二章所述，本文选择 Buck 电路作为优化器的拓扑，硬件设计参数和工作状态与 0 保持一致，微控制器选择 ARM 架构的 STM32F407，由 ST 公司生产，主频为 168MHz。优化器样机如图 5.1 所示。

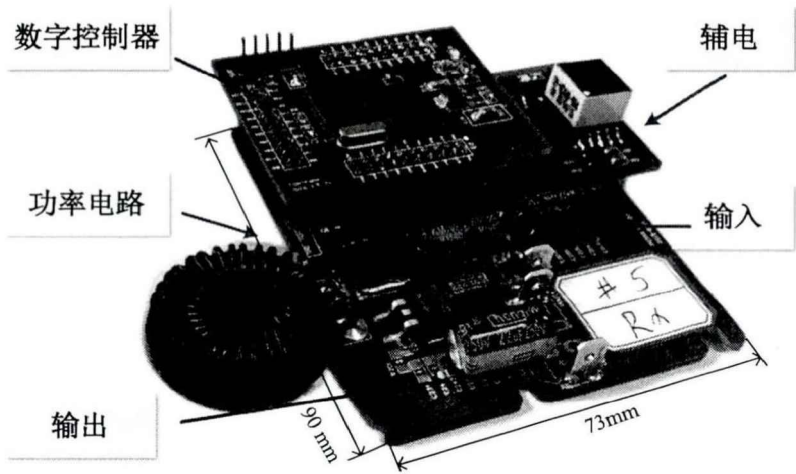


图 5.1 优化器样机

本文使用六个光伏优化器串联形成组串，使用恒压电子负载 CHROMA 6314 替代逆变器，连接示意图如图 5.2(a)所示，实物图如图 5.2(b)所示。程序中在优化器 1 (Tx) 功率控制环节中的电压参考值上叠加幅值为 0.5V，频率为 10kHz 的

正弦波。为了模拟真实系统中的 MPPT 过程，除 Tx 外每个优化器的电压参考值上都叠加幅值为 0.1V，频率为 500Hz 的方波。直流母线电压为 104.4V，系统总功率为 466W。

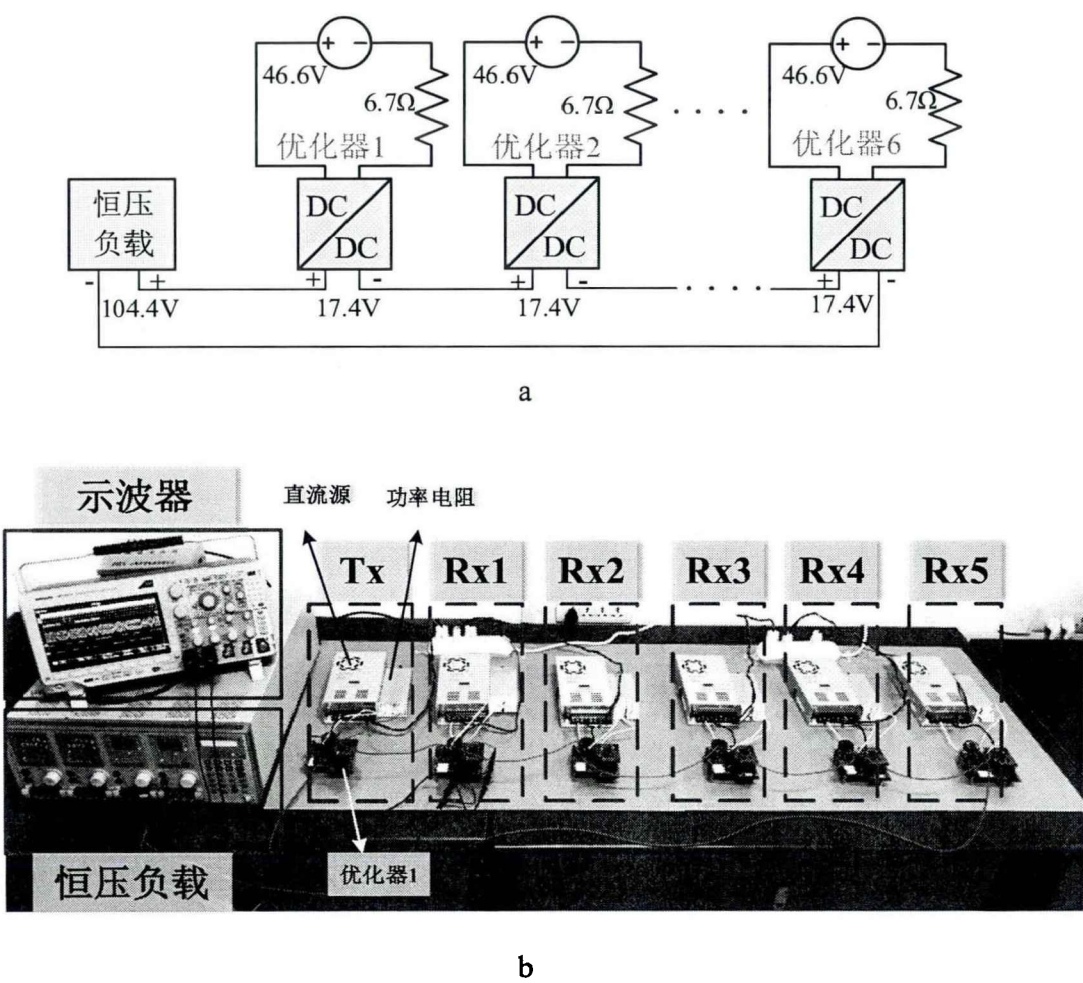


图 5.2 (a)系统连接示意图 (b)系统实物图

优化器的输出端连接电压差分采样电路和带通滤波器电路，如图 5.3 所示。通过隔直电容后，通信信号被差分电路采样放大，经由带通滤波器，得到较为纯净的信号。

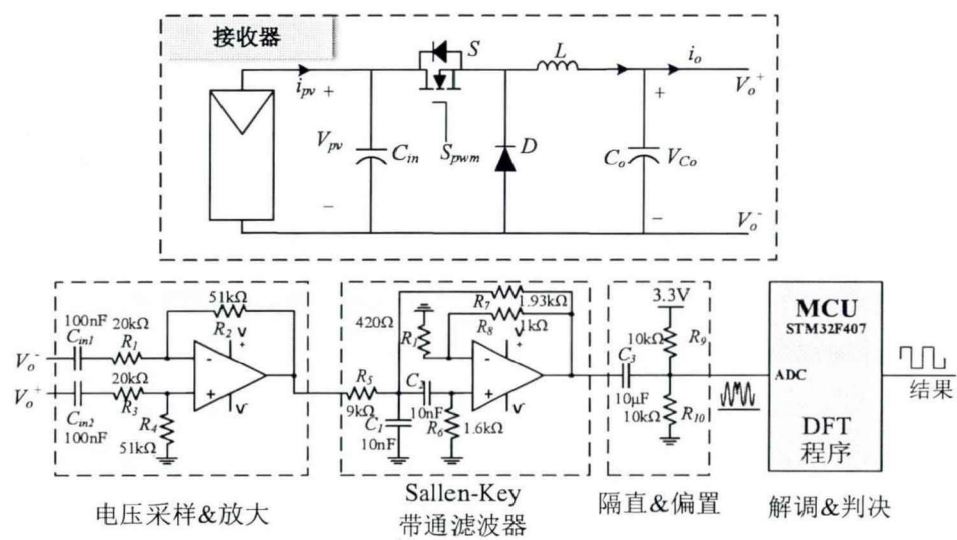


图 5.3 信号采样、滤波电路

5.2 实验结果和分析

5.2.1 正常工作条件下的实验结果和分析

当 Tx 发送信号时,组串的工作情况如图 5.4 所示。直流母线电压约为 105V,组串电流约为 4.5A。在 Tx 的输出电压上可观察到信号波形。由于信号波形相对于直流量幅值非常小,因此文章后面的波形均采用 AC 耦合进行观测。

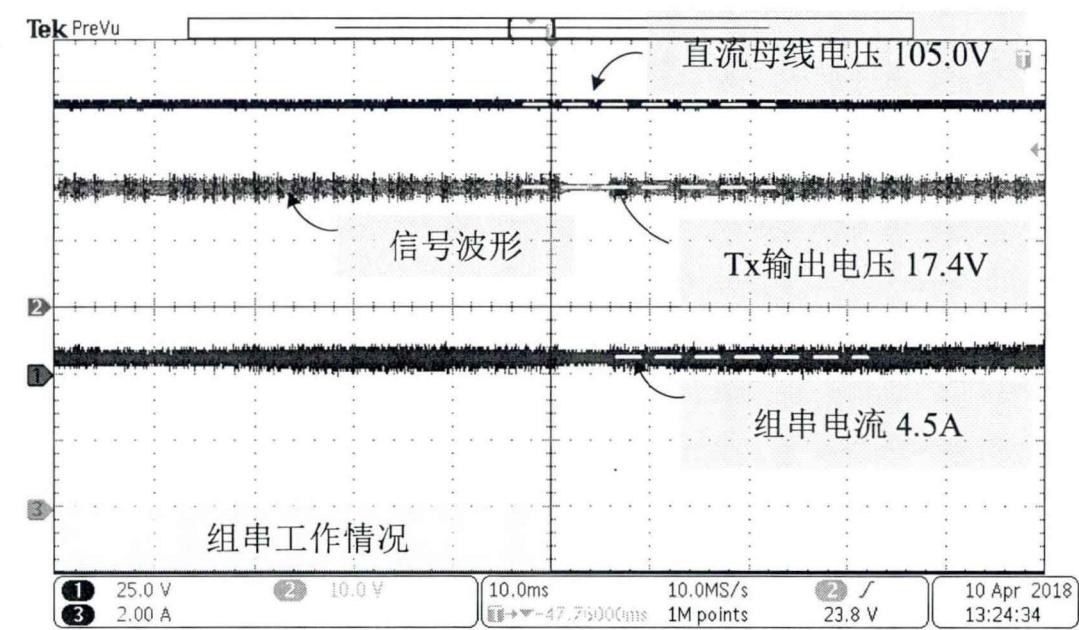


图 5.4 直流工作状态

在 Tx 的功率控制环中叠加信号载波时，Tx 的输入电压 $\hat{v}_{pv}$ 、输出电压 $\hat{v}_o$ 、Rx 的输入电压 $\hat{v}_{pv}$ 、输出电压 $\hat{v}_o$ 的交流信号如图 5.5 所示。通过示波器的 FFT 功能，可以测量求得各个扰动量的幅值，其中 Tx 的 $\hat{v}_o$ 幅值为 1.21V， $\hat{v}_{pv}$ 的幅值为 0.13V，因此 $20\lg(\hat{v}_{pv}/\hat{v}_o)$ 的值可得为 19.4dB，与第二章中的理论计算值仅相差 0.1dB，证明了理论计算的准确性。Rx 的输出电压扰动幅值为 0.20V，该值要比理论值 $\hat{v}_{o-Tx}/5$ 更小，这是因为恒压负载的非理想性使得一部分信号电压落在恒压负载上。Rx 的输入电压扰动幅值为 0.01V，相对十分小，因此可以忽略不计。

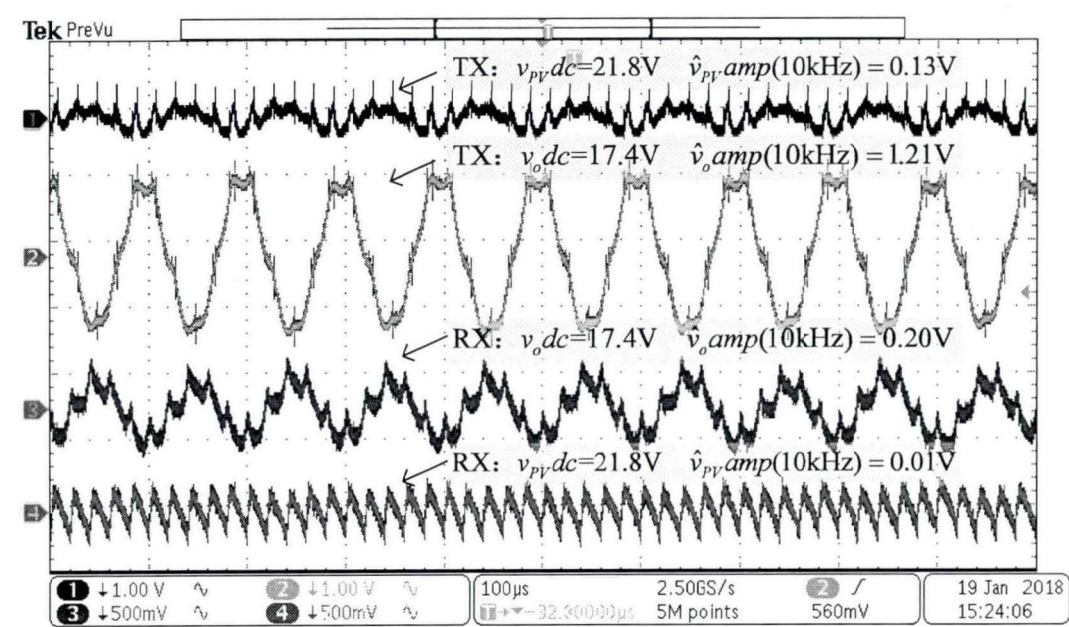


图 5.5 传输信号时 Tx, Rx 的输入、输出电压扰动

当 Tx 发送一个以 “10110010” 开头的二进制信号帧时, Tx, Rx 的输出电压, Rx 带通滤波器后的电压, 以及 Rx 的数据解调结果如图 5.6 所示。在带通滤波器后, 信号的幅值达到 1.0V, 且较为光滑, 被单片机的 ADC 采样后, 最终通过解调程序获得正确的通信。信号载波的前五个周期称为参考载波, 用于提供参考相位以及码同步。由此证明了本通信方案的可行性。

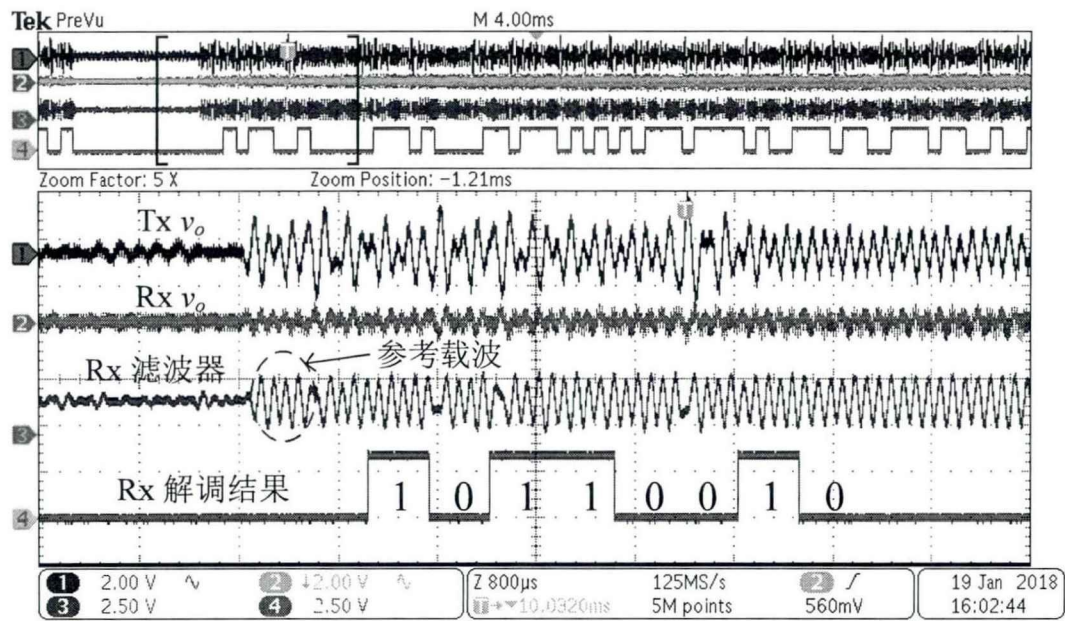


图 5.6 通信数据解调中的关键波形

对滤波器输出端的信号作频谱分析，如图 5.7 所示，可看出带通滤波器将大部分的开关纹波分量、开关纹波的高次谐波及其边频带等均已滤除，留下主要为信号成分，即 10kHz 附近的分量。

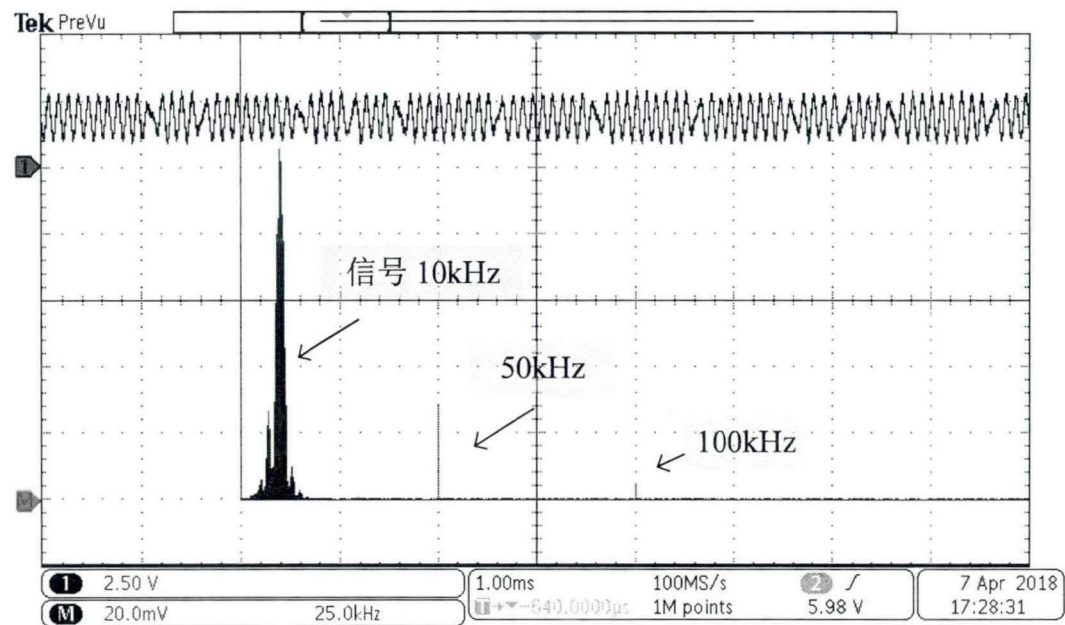


图 5.7 滤波器后信号频谱

5.2.2 通信与 MPPT 间的相互影响

光伏优化器在运行过程中会持续进行 MPPT 调节,即在参考电压 v_{ref} 上叠加一个相对通信信号低频的扰动,对通信而言可视作噪声;由于 MPPT 过程要实时对光伏电压进行采样计算,因而可能会将通信信号引入到算法中,可能会造成功率调节的偏差或振荡。因此,通信与 MPPT 过程可能会相互影响,需要进行分析 and 验证。

对信号发送器而言,由于通信和 MPPT 均由软件实现,且通信过程往往很短,因此可以便捷地将信号发送与 MPPT 过程分离而几乎不产生额外代价。故对信号发送器而言,MPPT 不会影响通信发送,信号的发送也不会影响其 MPPT 调节。

对信号接收器而言,由于无法确定何时接收到信号,因此 MPPT 过程与通信接收不可分离。对于通信,MPPT 相当于低频扰动,关于 MPPT 噪声的影响在 4.4.3 节中进行了分析,在本系统中 0.1V, 500Hz 的方波扰动远低于信号频率 10kHz,被带通滤波器基本滤除,即 MPPT 过程不会影响通信。对于 MPPT 过程,由图 5.5 可知信号在接收器的 PV 端产生的扰动幅值仅为 0.01V,因此信号几乎不影响接收器的直流工作点。同时,由于 MPPT 一般会在电压采样过程中加入数字低通滤波器,信号将不会对用于功率控制的电压、电流采样产生影响,即通信信号不会影响 MPPT 过程。

综上所述,无论是接收器还是发送器,MPPT 和通信之间均不存在相互影响。

为验证此结论,本系统中为所有优化器加入了实际的 MPPT 算法,选用较为主流且简单的扰动观察法(P&O Method),每 1ms 扰动一次,步长为 0.1V,扰动方向根据功率变化的方向来确定。由于光伏源选用的为直流开关电源串联电阻,电压值不可突变,因此实验过程中设置电压源为 40V,优化器初始电压为 28.6V,在某个时刻起开始调节,由此模仿光照突变的情况。于此同时,优化器在实时接收其余优化器发送的通信数据。实验结果如图 5.8 所示。可看出在 MPPT 开始后,优化器控制其输入电压降至 20.0V,功率由 38.9W 升至 54.4W,达到最大功率点。滤波器后接收到的信号幅值较大且噪声小,可成功解调。由此可证明通信和 MPPT 不会相互影响。

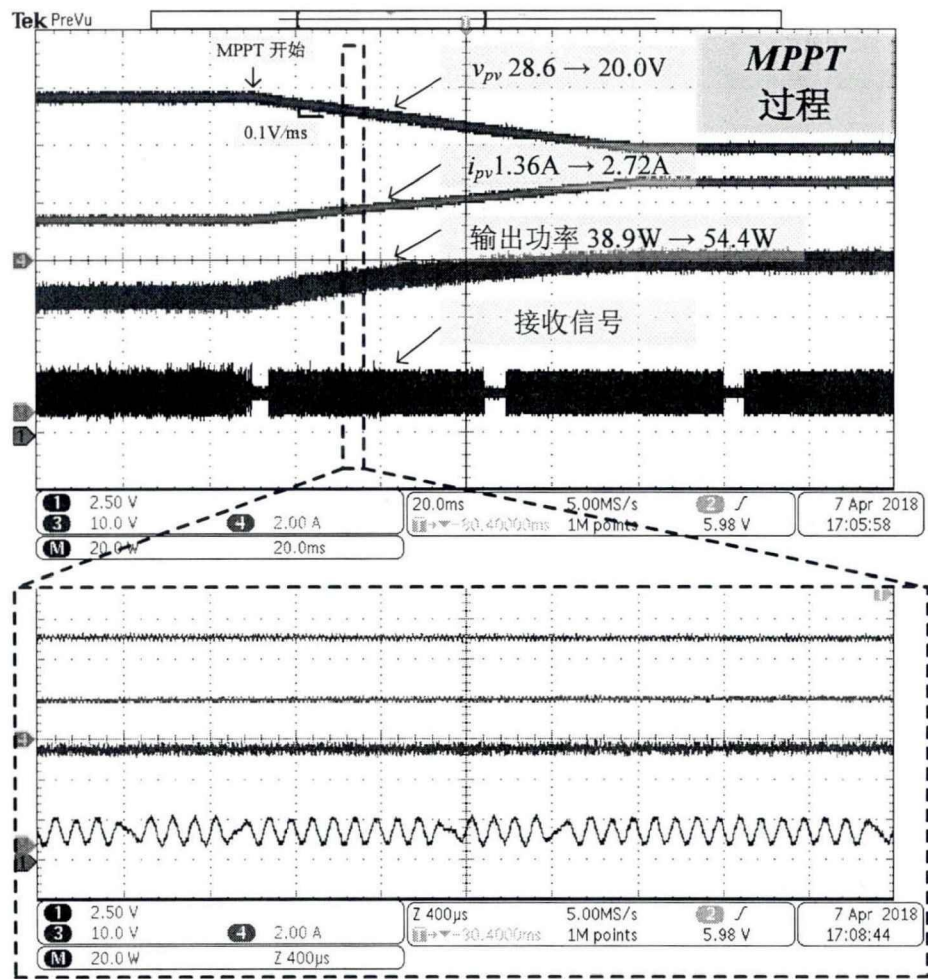


图 5.8 通信与 MPPT 过程同时进行

5.2.3 极端工作条件下通信

由于光照强度和温度在实时变化，Buck 型优化器的稳态工作点也在变动，因此要确保通信在一些极端工作条件，尤其是极低光照条件下仍能可靠有效。对 Buck 型优化器，当光照降低时，优化器输出电压也将随之降低，因此要确保优化器在极低输出电压时仍能通信。由图 3.9 可知，在低光照条件下， v_{pv} 到 v_o 仍然拥有足够大的增益，因此不需要考虑此条件下 v_{pv} 的波动情况，仅需保证 v_o 有足够大的扰动量。

由 3.2 节可知，用于接收信号的 Buck 型优化器可以被建模为 LC 并联电路，与优化器的工作状态无关。因此，即使在极限状态：即占空比为 0 时，优化器仍然可以接收信号，如图 5.9 所示。其中发送器正常工作，Rx 工作于断路模式，占

空比为 0，二极管保持导通，输出电压为-0.7V。可看到当有信号发出时，Rx 的输出电压端仍然产生了足够大的信号扰动，经带通滤波和解调程序后，可以得到正确的通信数据。

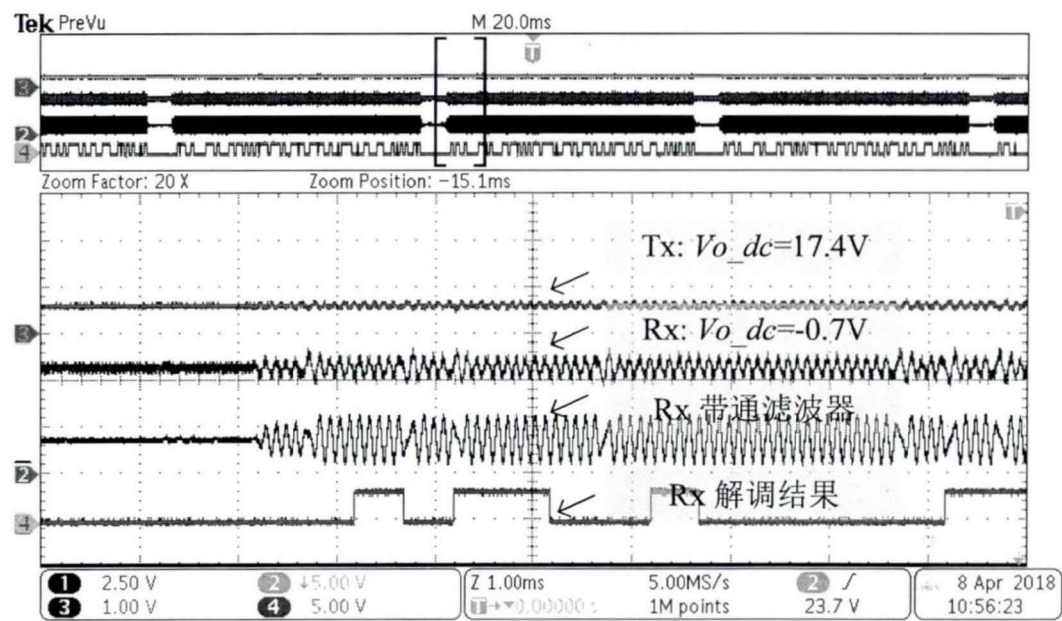
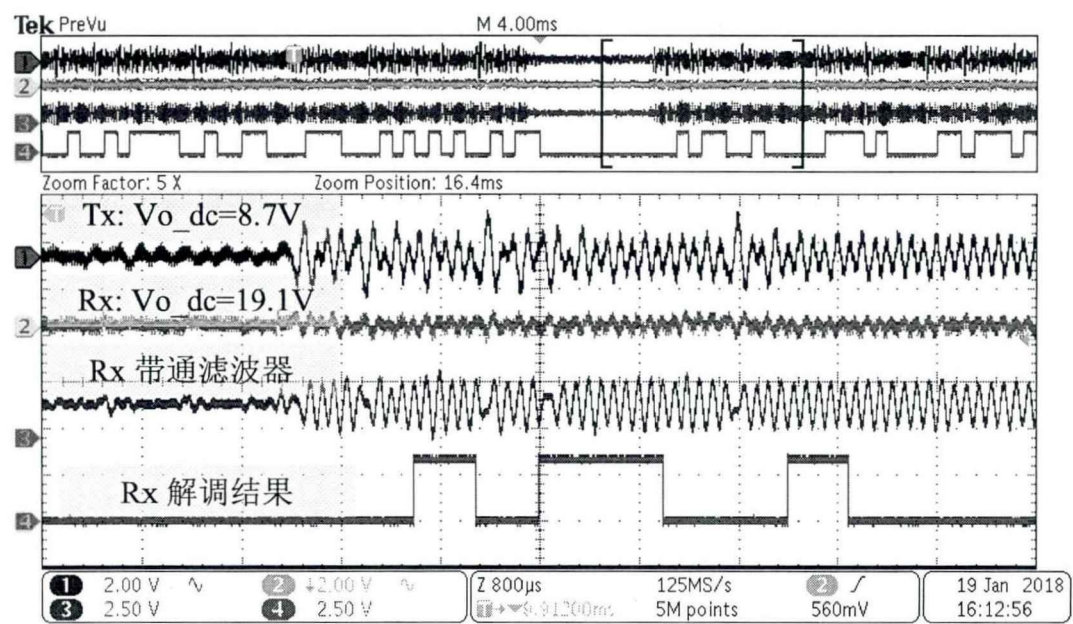
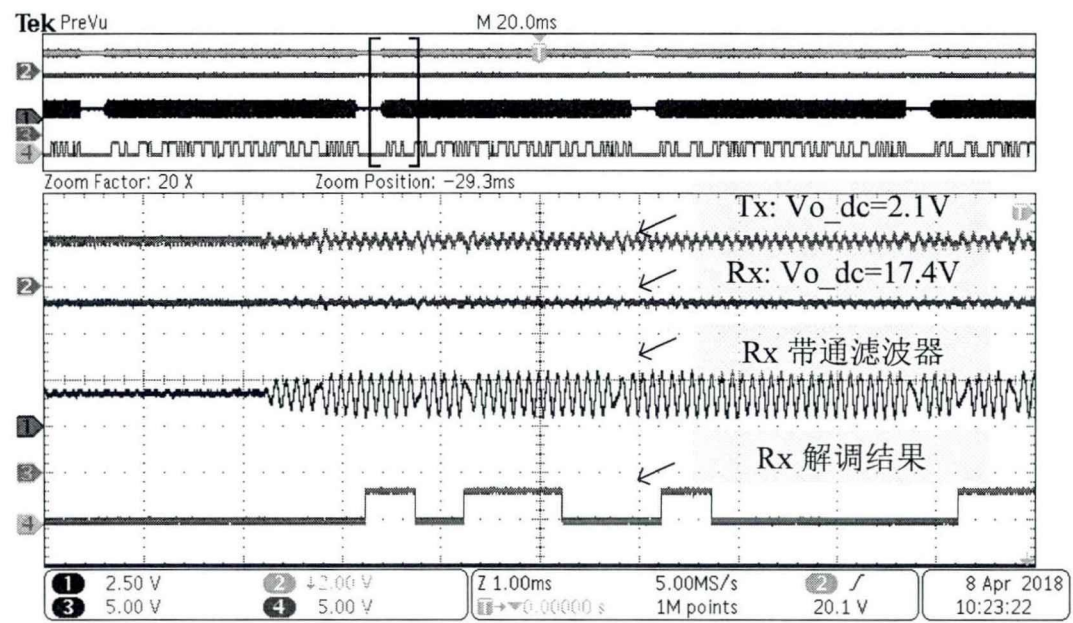


图 5.9 接收优化器开路时通信情况

根据此通信方法的原理，当优化器开路时，由于开关管不动作，无法传输信号。然而，当优化器动作后，即使输出直流电压很低，只要 a 要能叠加足够大的扰动量，通信仍能有效进行。如图 5.10(a)所示，当 Tx 受阴影遮挡，其输出直流电压降至 8.7V，仍能成功发送数据信号，同时接收器可正常解调该信号。图 5.10(b)给出更加极端情况：当 Tx 的输出直流电压降至 2.1V 时，通信仍能有效、可靠进行。



a



b

图 5.10 Tx 输出电压为(a) 8.7V (b) 2.1V 时通信情况

5.3 光伏系统中不同 PLC 实现方案对比

本通信方案硬件开销仅为一枚双通道运放，且对运放的带宽等性能要求不够，故选择廉价的 TI-LF353DR 用于电压采样和带通滤波，市场临售价格约为 1 元钱，即 0.14 美元。对 MCU 程序而言，仅需要在每 10us 做一次信号电压采样和解调判断程序，对 STM32F407 而言，额外的程序占用时间小于 1us，因此软件开销也易于满足。

表 5-1 为光伏系统中不同 PLC 实现方案的对比。可以看出本文提出的光伏系统中 PLC 通信方案具有明显的价格优势，且拥有相对较高的比特率。根据本文 4.4 节所述，通信系统的信噪比达到了 16.1dB，信道容量为 21.521kbps，灵活的加入信号的方式也为更高级的编码、调制技术带来实现的基础，因此本文提出的通信方案具有很大的潜力，经过优化后可以获得更高的通信速率。

表 4-1 不同 PLC 方案比较

作者 [参考文献]	调制方法	比特率 (kbps)	通信开销 (美元 USD)
本文方法	2DPSK	2.0	0.14
Mao W [58]	2ASK	10.0	5.00
Roman E [41]	2FSK	2.4	12.20
Nosato H [50]	基带调制	0.005	2.0
Han J [57]	2ASK	0.7	未提及

第6章 总结与展望

6.1 论文工作总结

本文针对于智能光伏系统中所需要的通信系统，提出了一种将通信信号调至与光伏优化器控制环节，并通过电力线缆传输信号的通信方法，可以有效降低通信成本，实现光伏组串中不同模块间的数据传输。具体包含以下工作：

1. 研究了集成光伏优化器的光伏组串的相关问题

对传统光伏组串中的组件级失配导致潜能浪费的原理进行了讨论，从而引出光伏优化器安装的必要性；对全功率光伏优化器、部分功率优化器进行了讨论，对全功率优化器的不同拓扑：Buck, Boost 和 Buck-Boost 进行了分析与比较；提出了将电力线载波技术与光伏优化器相结合的通信方法，给出了通信实现的基本原理与分析，并根据通信技术的需求选择了 Buck 型优化器作为后续研究。

2. 对通信系统进行建模与分析

根据通信的实现方法，结合电力电子小信号模型，对整个通信系统进行了模型建立和理论分析，具体包括：对独立的 Buck 型优化器进行建模，并根据功率需求设计了相应的补偿网络；结合通信信号的特点，对组串模型进行简化，将信号发送器 Tx 的模型简化为交流电压源连接 L-C 支路，将信号接收器 Rx 的模型简化为 L-C 并联电路，有效地化简了计算，并最终搭建了整个通信系统的信道模型；对建立的模型进行了仿真验证，证明了模型的准确性，同时验证了本通信方案在低光照条件下仍可以实现；对本通信方案造成的功率损耗进行了理论计算。

3. 对数据传输方案进行设计

结合本通信技术和信道的特点，选择了 2DPSK 作为数据调制方法；发送器通过电压采样、带通滤波器滤波后得到较为纯净的调制信号，单片机 ADC 对信号采样后执行 2DPSK 解调算法，最终得到二进制数据；对信号采样和滤波电路进行了设计；对系统中的各类噪声进行了分析与计算，最终得到了信噪比和信道容量。

4. 搭建实验平台并验证方案

设计优化器样机、编写程序，并搭建了拥有 6 个节点，总功率 466W 的光伏

组串对本文提出的通信方法进行验证。设计了正常工作条件、MPPT 工作以及极端工作条件等多个工作状态对系统进行验证,最终证明本文提出的通信方法的可行性、可靠性和稳定性。最后,通过与同类光伏系统中 PLC 通信方法的对比,证明了本方法的成本优势。

6.2 未来工作

本文提出的通信方案仍然具有一定的缺陷,主要有两点:

1. 由于信号的调制是在优化器中实现,因此通信信号的频率受限于优化器的开关频率,理论最高频率为开关频率的 $1/2$,故通信速率和带宽会受到一定限制。
2. 由于直流母线上连接了大电容,因此光伏逆变器无法接收到信号传输,即通信仅可在优化器之间进行。在实际应用中,用户往往也需要对逆变器进行监控,且逆变器更适合用作通信主机。

针对问题 1,未来可以在光伏优化器上应用超高频率开关器件,如 GaN 器件来进行。高速的开关一方面实现功率控制,另一方面通过对占空比的扰动产生高频的通信信号,但维持成本与速率的平衡也是此方向的研究重点。此外,由于信号的编码和调制完全在软件中实现,因此带来极高的自由度,可以对更高级的编码、调制方式进行探索,从而获取更高的通信速率。

针对问题 2,可以对逆变器的前级 DC-DC 变换器连接采用部分功率变换的连接方式。组串式光伏逆变器一般会在输入端连接一个全功率 DC-DC 变换器来升高母线电压,保证母线电压满足逆变器的输入电压,如图 6.1(a)所示。按照光伏系统中部分功率变换器的思路,将此 DC-DC 变换器的连接方式改为部分功率连接的方式,如图 6.1(b)所示,即可将此变换器的输出端串联接入组串中。由于此部分功率变换器变换器需要输入输出隔离,且用于中大功率场合,因此适宜选择移相全桥电路。移相全桥电路的输出端与 Buck 电路相同,即可用于本通信方法,由此可以解决逆变器的通信问题,且可以用作通信主机连接互联网。对包含逆变器设计的整个组串的通信设计是另一个未来研究方向。

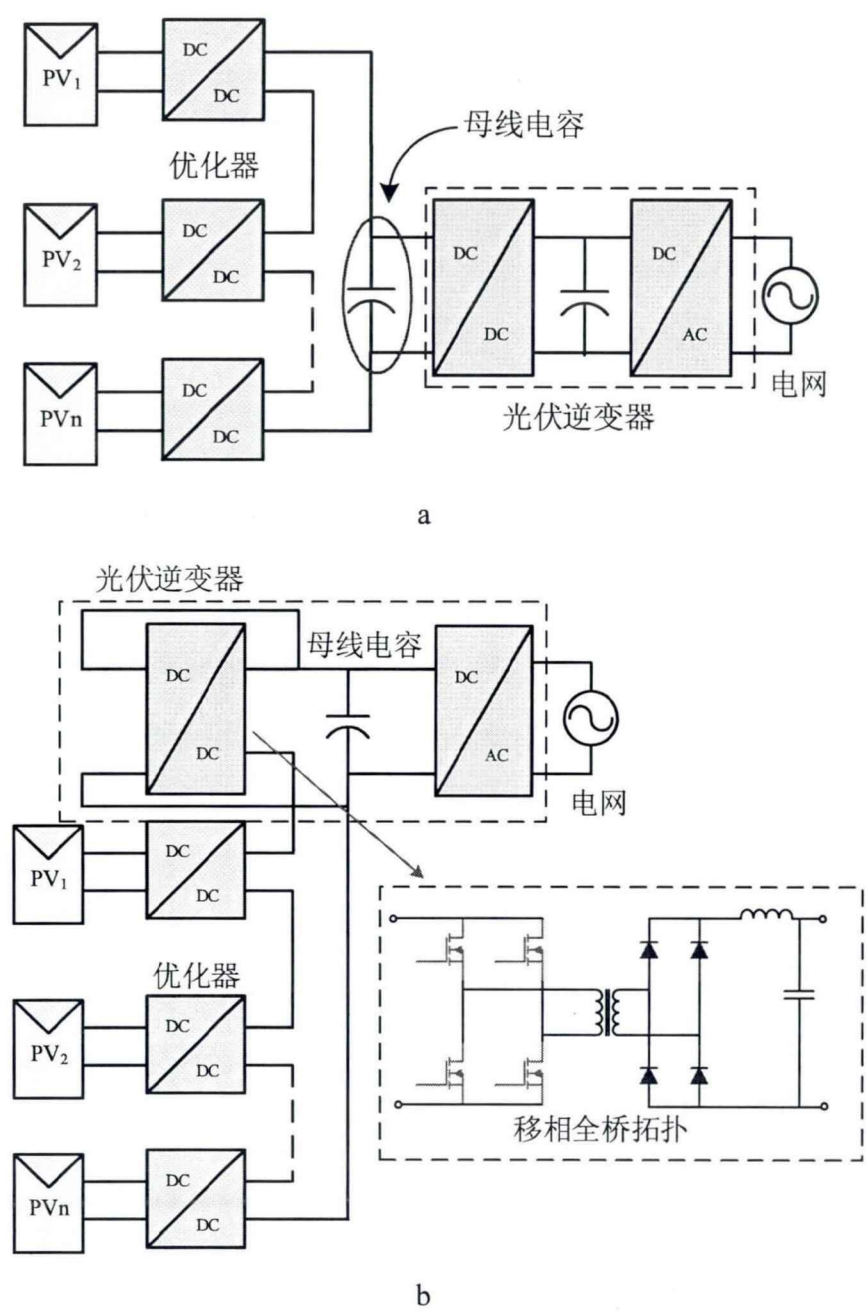


图 6.1 连接逆变器的光伏组串(a) 全功率 DC-DC 连接 (b)部分功率 DC-DC 连接

参考文献

- [1] 孙玉星,杨宏,苏乘风. 中国光伏产业发展[J]. 半导体技术,2010,02:101-104.
- [2] 二十一世纪可再生能源网. 2018 全球状态报告(GSR 2018), 2018.
- [3] Kjaer S B , Pedersen J K , Blaabjerg F . A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41.
- [4] 《智能光伏产业发展行动计划(2018-2020 年)》
- [5] NI. 技术白皮书[EB/OL]. <http://www.ni.com/white-paper/7229/en/>, 2009-12-04.
- [6] 刘恩科, 朱秉升, 罗晋生. 半导体物理学(第 7 版)[M]. 电子工业出版社, 2008.
- [7] Hu Y , Zhang J , Wu J , et al. Efficiency Improvement of Non-Uniformly-Aged PV Arrays[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(2):1124-1137.
- [8] 天合光能. 产品资料[EB/OL]. <https://www.trinasolar.com/cn/product/residential>
- [9] 业睿. 光伏热斑效应及光伏阵列输出特性的仿真分析 [J]. 电子测试,2014(04):35-38.
- [10] Esram T , Chapman P L . Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(2):439-449.
- [11] Nicola Femia , Giovanni Petrone , Giovanni Spagnuolo , Massimo Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4):963-973.
- [12] Subudhi B , Pradhan R . A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2013, 4(1):89-98.
- [13] 徐鹏威,刘飞,刘邦银,段善旭. 几种光伏系统 MPPT 方法的分析比较及改进[J]. 电力电子技术,2007(05):3-5.
- [14] 李晶,窦伟,徐正国,彭燕昌,许洪华. 光伏发电系统中最大功率点跟踪算法的研究[J]. 太阳能学报,2007(03):268-273.
- [15] 杨永恒,周克亮. 光伏电池建模及 MPPT 控制策略 [J]. 电工技术学报,2011,26(S1):229-234.

- [16]陈亚爱,周京华,李津,周玲玲.梯度式变步长 MPPT 算法在光伏系统中的应用[J].中国电机工程学报,2014,34(19):3156-3161.
- [17]黄建明,吴春华,徐坤等.基于等效负载阻抗扰动的分布式 MPPT 方法研究[J].电力系统保护与控制,2012,40(24):125-130.
- [18]牛志强.光伏发电系统中离网逆变器的研究[D].浙江大学,2012.
- [19]陈乐.基于光伏发电的海岛建筑供电系统的研究[D].燕山大学,2014.
- [20]安志龙.光伏并网控制策略与低电压穿越技术研究[D].华北电力大学,2012.
- [21]光伏电站分布式并网与集中式并网的区别[J].电力勘测设计,2012(02):36.
- [22]张兴,曹仁贤.太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M].机械工业出版社,2011.
- [23]王璐.微型光伏并网逆变器研究[D].南京航空航天大学,2012.
- [24]Blaabjerg F , Chen Z , Kjaer S B . Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5):1184-1194.
- [25]Blaabjerg F , Teodorescu R , Liserre M , et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5):1398-1409.
- [26]Li Q , Wolfs P . A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3):1320-1333.
- [27]高文祥,王明渝,王立健,刘洋.光伏微型逆变器研究综述[J].电力系统保护与控制,2012,40(21):147-155.
- [28]D. Cao , S. Jiang, F. Z. Peng and Y. Li. Low cost transformer isolated boost half-bridge micro-inverter for single-phase grid-connected photovoltaic system[C]. 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, 2012, pp. 71-78.
- [29]林立志,钱平.基于简化 BUCK 变换器的分布式光伏优化器研究[J].可再生能源,2013,31(04):27-30.
- [30]唐頔,吴春华,朱晓锦,邵勇.一种基于光伏优化器的蓄电池充电系统[J].电力电子技术,2013,47(10):30-32.
- [31]田峻宇.光伏发电系统功率优化设计[D].北方工业大学,2015.

- [32] Zhou H , Zhao J , Han Y . PV Balancers: Concept, Architectures, and Realization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 30(7):3479-3487.
- [33] 杜进,王睿驰,王志鹏,吴建德,何湘宁.并联型单开关管光伏组件优化器的研究与设计[J].电工技术学报,2017,32(24):184-192+213.
- [34] Kasper M , Bortis D , Kolar J W . Classification and Comparative Evaluation of PV Panel-Integrated DC-DC Converter Concepts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5):2511-2526.
- [35] Walker G R , Sernia P C . Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4):1130-1139.
- [36] Xiao W , Ozog N , Dunford W G . Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3):1696-1704.
- [37] Duran, SidrachdeCardona, Galan, et al. Comparative analysis of buck-boost converters used to obtain I-V characteristic curves of photovoltaic modules[C]. Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2008.
- [38] Femia N , Lisi G , Petrone G , et al. Distributed Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Arrays: Novel Approach and System Analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(7):2610-2621.
- [39] Khan O , Xiao W . An Efficient Modeling Technique to Simulate and Control Submodule-Integrated PV System for Single-Phase Grid Connection[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2017, 7(1):96-107.
- [40] Chung H S H . A Novel Maximum Power Point Tracking Technique for Solar Panels Using a SEPIC or Cuk Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3):717-724.
- [41] Roman E , Alonso R , Ibanez P , et al. Intelligent PV Module for Grid-Connected PV Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(4):1066-1073.
- [42] 曾敏,尹璐琳,余松森,林东华.CAN 通信协议在光伏电站监控系统中的应用研究[J].工业控制计算机,2018,31(05):50-52.
- [43] 李新建.面向光伏电池组件测量节点的 ZigBee 网络设计[J].计算机与数字工

- 程,2018,46(10):2155-2159+2164.
- [44] Bruno Andò, Baglio S , Pistorio A , et al. Sentinella: Smart Monitoring of Photovoltaic Systems at Panel Level[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2015, 64(8):2188-2199.
- [45] Guerriero P , Di Napoli F , Vallone G , et al. Monitoring and Diagnostics of PV Plants by a Wireless Self-Powered Sensor for Individual Panels[J]. IEEE Journal of Photovoltaics, 2016, 6(1):286-294.
- [46] P. Guerriero , F. Di Napoli , V. d'Alessandro , S. Daliento. A wireless controlled circuit for PV panel disconnection in case of fire [C]. IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014, pp. 982-986.
- [47] Moon S , Yoon S G , Park J H . A New Low-Cost Centralized MPPT Controller System for Multiply Distributed Photovoltaic Power Conditioning Modules[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 6(6):2649-2658.
- [48] Martín E. Andreoni López, Francisco J. Galdeano Mantiñan, Molina M G . Implementation of wireless remote monitoring and control of solar photovoltaic (PV) system[C]. Transmission & Distribution: Latin America Conference & Exposition. IEEE, 2012.
- [49] Haidine A , Adebisi B , Treytl A , et al. High-speed narrowband PLC in Smart Grid landscape - State-of-the-art[C]. IEEE International Symposium on Power Line Communications & Its Applications. IEEE, 2011.
- [50] Nosato H , Kasai Y , Takahashi E , et al. A very low-cost low-frequency PLC system based on DS-CDMA for DC power lines[C]. IEEE International Symposium on Power Line Communications & Its Applications. IEEE, 2012.
- [51] 王志鹏. 光伏功率优化系统及电力线通信研究[D].浙江大学,2018.
- [52] 许林冲.应用于太阳能光伏组件串联阵列工况监控的直流电力线载波通讯[J]. 电子制作,2016(13):84-85.
- [53] 杨锋,张金娅,王岩,曹自平.基于直流电力线载波通信的光伏组件监测系统[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版),2016,36(06):39-44.
- [54] Sanchez-Pacheco F J , Sotorrio-Ruiz P J , Heredia-Larrubia J R , et al. Low cost

- DC lines PLC based photovoltaic plants parameters smart monitoring communications and control module[C]. International Conference on Power Engineering. IEEE, 2011.
- [55]Jonke P , Eder C , Stockl J , et al. Development of a module integrated photovoltaic monitoring system[C]. Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2013.
- [56]Han J , Choi C S , Park W K , et al. PLC-based photovoltaic system management for smart home energy management system[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2014, 60(2):184-189.
- [57]Han J , Lee I , Kim S H . User-friendly monitoring system for residential PV system based on low-cost power line communication[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2015, 61(2):175-180.
- [58]Mao W , Zhang X , Cao R , et al. A Research on Power Line Communication Based on Parallel Resonant Coupling Technology in PV Module Monitoring[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017:1-1.
- [59]Wu J , Li C , He X . A novel power line communication technique based on power electronics circuit topology[C]. Applied Power Electronics Conference & Exposition. IEEE, 2010.
- [60]Gupta A , Mazumder S . Sequential Co-Transmission of High-Frequency Power and Data Signals[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018:1-1.
- [61]Stefanutti W , Saggini S , Mattavelli P , et al. Power Line Communication in Digitally Controlled DC-DC Converters Using Switching Frequency Modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4):1509-1518.
- [62]吴建德,杜进,王睿驰,李楚杉,何湘宁.基于开关纹波调制的电源线通信技术[J]. 电工技术学报,2014,29(04):166-172.
- [63]Du J , Wu J , Wang R , et al. DC Power Line Communication Based on Power/Signal Dual Modulation in Phase Shift Full Bridge Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016:1-1.
- [64]Wang R , Lin Z , Du J , et al. Direct Sequence Spread Spectrum based PWM

- Strategy for Harmonic Reduction and Communication[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016:1-1.
- [65] Wu J , Du J , Lin Z , et al. Power Conversion and Signal Transmission Integration Method Based on Dual Modulation of DC–DC Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2):1291-1300.

攻读硕士学位期间发表的论文和申请的专利

1、论文

[1] **Yue Zhu**, Jiande Wu, Ruichi Wang, Zhengyu Lin and Xiangning He. Embedding Power Line Communication in Photovoltaic Optimizer by Modulating Data in Power Control Loop[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3948-3958.

(SCI 和 EI 检索)

[2] Ruoqi Zhang, Jiande Wu, Ruichi Wang, Rui Yan, **Yue Zhu** and Xiangning He. A Novel Battery Management System Architecture based on an Isolated Power/Data Multiplexing Transmission Bus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Accepted.

(SCI 和 EI 检索)

[3] 王志鹏, **朱越**, 吴建德, 何湘宁. 基于部分功率变换的光伏组串电压补偿器研究[J]. 电力电子技术, 2018,52(01):22-25+76.

(中文核心)

[4] Hong Chen, **Yue Zhu** and Jiande Wu. Study of smart illumination control system with M2M communication technology[C]. 2017 International Conference on Smart Cities, Automation & Intelligent Computing Systems (ICON-SONICS),, Yogyakarta, Indonesia, 2017, pp. 110-115.

(国际会议 • EI 检索)

[5] Hong Chen, **Yue Zhu** and Jiande Wu. Design RFCS with LonWorks technology in Internet of Things manufacturing[C]. 2016 3rd Smart Cloud Networks & Systems (SCNS),, Dubai, 2016, pp. 1-5.

(国际会议 • EI 检索)

2、专利

[1] **朱越**, 杜进, 王志鹏, 吴建德, 何湘宁. 一种局部阴影遮挡下提高光伏优化器调整速度和准确度的前馈 MPPT 控制方法[P].

专利号: ZL 201610362982.8

(授权国家发明专利)

- [2] 吴建德, 朱越, 冯正阳, 何湘宁. 一种基于 Arm CortexM4 内核处理器的在线调试系统[P].

专利号: ZL 201610933431.2

(授权国家发明专利)

- [3] 朱越, 王睿驰, 闫睿, 钱中南, 吴建德, 何湘宁. 一种基于模拟开关的振幅键控解调电路[P].

专利号: ZL 201710600919.8

(国家发明专利 审查中)

- [4] 吴建德, 朱越, 钱中南, 闫睿, 王志鹏, 何湘宁. 一种基于模拟开关的相移键控解调电路[P].

专利号: ZL 201710602353.2

(国家发明专利 审查中)

- [5] 吴建德, 朱越, 王睿驰, 王志鹏, 何湘宁. 一种可以实现分布式 MPPT 的集中式光伏发电系统[P].

专利号: ZL 201710271329.5

(国家发明专利 审查中)

- [6] 王睿驰, 朱越, 钱中南, 吴建德, 何湘宁. 一种应用于低压配电终端的自组织电能路由器[P].

专利号: ZL 20171041906.1

(国家发明专利 审查中)

- [7] 闫睿, 陈宏, 朱越, 钱中南, 吴建德, 何湘宁. 一种用于圆柱体内部传感器供电的无线电能传输电路[P].

专利号: ZL 201711182069.0

(国家发明专利 审查中)

- [8] 吴建德, 钱中南, 朱越, 王睿驰, 何湘宁. 一种无线电能传输系统中耦合线圈互感系数的在线测量方法[P].

专利号: ZL 201611052359.9

(国家发明专利 审查中)