

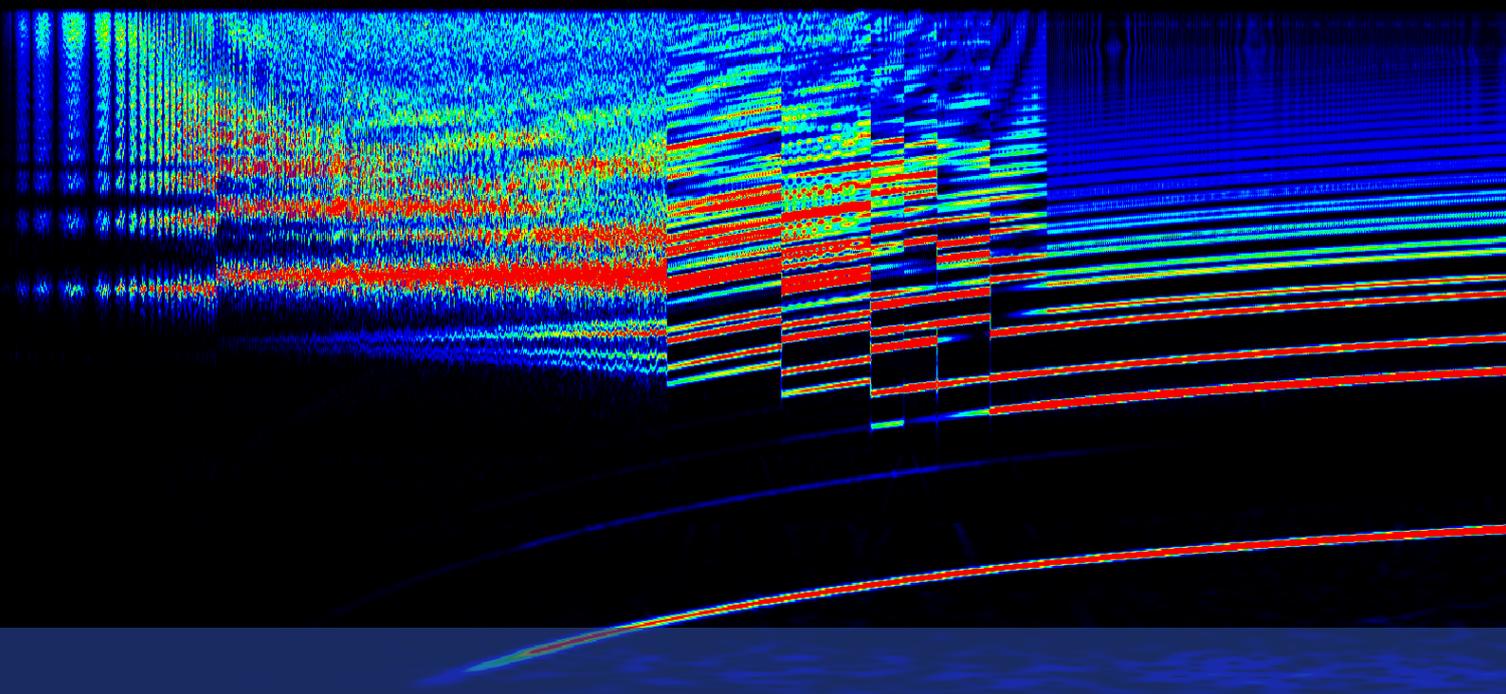
MH-DOC-002

# 电机电磁录音与 磁拾音器技术



技术蓝皮书 Rev1.7

Electromagnetic Recording for 3-Phase AC Motor  
And MoHa-Radio Technology (Technical Blue Book)



主 编 奋斗的苏楠

编写人员 bulb\_tester2009  
02001

美术编辑 高坂筑穗

责任编辑 TEP-28WG01



磁拾音器研究所知识委员会  
MoHa-Radio Research Institute Knowledge Committee

编著

# 电机电磁录音与磁拾音器技术

技术蓝皮书

磁拾音器研究所知识委员会 编著

Revision 1.7

## 委员会成员

主 编	奋斗的苏楠
副 主 编	TEP-28WG01
编写人员	bulb_tester2009 02001
美术编辑	高坂筑穗
责任编辑	TEP-28WG01

[www.mhrii.org](http://www.mhrii.org)

# 前言

为系统梳理线圈感应录音技术（亦称磁拾音器技术）的发展历程、核心原理与实践方法，推动这一小众技术走向规范化、系统化，并为广大爱好者、研究者提供清晰可靠的技术指引，我们编写了这本蓝皮书。

该技术起源于日本民间的早期实践，约 2013 年初见雏形，2018 年传入中国后，经国内爱好者的持续探索与改良，逐渐发展出适用于本土轨道交通场景的完整技术体系。然而，长期以来，相关知识与经验多分散于网络帖文、个体实践与即时通讯群的碎片化交流中，缺乏系统整合。尽管已有爱好者组织通过社群进行答疑与分享，但基础问题反复出现，不仅消耗社群精力，也阻碍了技术的深入交流与迭代。随着轨道交通爱好者研究走行音、利用磁拾音器进行录制的群体日益增长，一份系统、可靠、易于获取的技术参考显得尤为迫切。

本蓝皮书共分为四个章节。第一章回顾线圈感应录音技术从日本萌芽到在中国落地、优化、普及的全过程，梳理关键节点与技术突破。第二章阐释磁拾音器工作的物理基础，解析信号从磁场到音频的转换路径，并厘清电磁录音与机械走行音的根本区别。第三章聚焦于电磁录音的核心价值与常见调制方法，介绍异步调制与同步调制的特征、识别方法与分析意义，说明如何通过频谱解读牵引变流器的工作策略。第四章为操作指南，提供从设备准备、场地选择、参数设置到录制技巧、后期处理的全流程实操指引，针对常见错误、线材选择与禁忌场景给出建议，旨在降低入门门槛，提升录制成功率。我们还整理了三份资料作为附录，为正文内容提供数据参考和快速查询支持。

我们对这本书向所有 VVVF、电磁录音、走行音爱好者的普及寄予厚望。它不仅仅是一份技术文档，更是一份由无数深夜调试、车厢蹲守与频谱分析凝结而成的社群记忆与集体智慧。本技术蓝皮书的编纂与持续维护，是一项基于严谨工程实践与社群协作的长期工作。为确保技术内容的准确性、前沿性与实用性，编委会成员投入了大量时间进行技术验证、文本修订与版本迭代。每一次更新都经过多次交叉审核与现场实测反馈，旨在构建一个经得起检验的公开技术参照系。我们由衷感谢所有为本书提供原始技术资料、实测波形数据、调制分析案例的科研人员、同行与爱好者。特别感谢那些允许我们使用其拍摄的设备照片、现场录制环境图及信号频谱截图的贡献者。这些宝贵的视觉材料使抽象原理得以具象化，显著提升了文档的教学与参考价值。

我们特别欢迎并恳请各位电力电子、牵引传动、信号处理等领域的工程师、研究员与学者对书中的技术描述、分析结论乃至理论框架提出宝贵的批评与指正。您的专业意见对于确保本书的技术严谨性、推动知识更新至关重要。请通过我们的官方反馈渠道与我们联系，每一份严谨的指正都将被认真对待，并将在后续版本中予以明确的回应与修订。

最后，我们期待这本蓝皮书能为读者打开一扇新的窗口，启发现有知识的更多可能。前路漫漫，探索不息。

编者

2026 年 2 月 1 日

# 阅读说明

全书约 2.7 万字，分为四个主要章节，涵盖技术发展、物理原理、信号分析及现场操作等强专业度内容，知识体系复杂，具有较强的逻辑性和技术深度。为帮助不同背景 and 需求的读者更高效地进行阅读，我们依据您对磁拾音器技术的掌握程度与实践阶段，定义了五个递进的阅读维度。

**维度一：了解技术，但尚未拥有设备的观望者。**

需求：建立技术全景认知，评估设备价值与自身兴趣相关度，明确获取渠道。

**维度二：已拥有设备，但未掌握录制方法的初学者。**

需求：掌握设备连接、参数设置、现场操作全流程与安全规范，完成首次有效录制。

**维度三：可独立完成录制，但尚未学会分析的普通用户。**

核心需求：理解信号处理流程，掌握频谱图解读与基础调制模式识别方法，实现从“录制”到“读懂”的跨越。

**维度四：具备独立录制与分析能力的进阶用户。**

需求：深入理解复杂调制策略、直接转矩控制等高级内容，进行运行状态评估与跨车型对比，参与深度技术讨论。

**维度五：设备研发制造者或潜在制造商。**

需求：透彻理解电路设计细节、技术演进脉络、产业生态与用户核心场景，主导或指导产品的开发与技术规划。

下表为上述五个理解维度提供了对应的核心阅读指引。为了节省您的阅读时间，请根据您当前所处的阶段，选择相应的维度路径，并优先阅读其中指定的章节。我们建议采用这种目标导向的阅读方式，帮助您略过当前非必要的细节，直接掌握该阶段所需的核心知识，从而更高效地开始实践或深化理解。

章节 维度	第一章 发展历史	第二章 磁拾音器导论	第三章 调制分析	第四章 操作指南
一	全部	仅 2.1	不作要求	不作要求
二	1.1、1.2	仅 2.1	仅 3.5	4.1、4.2、4.3、4.4
三	1.5	2.1、2.2	全部	4.4、4.5
四	全部	全部	全部	全部
五	1.5	全部	不作要求	全部

表 1 基于技术掌握维度的核心阅读指引

# 目 录

第一章 发展历史.....	1
1.1 起源和早期发展.....	1
1.2 技术在中国的引入和探索.....	1
1.3 技术的改良与社群组织化.....	2
1.4 磁拾音器的智能化探索.....	3
1.5 发展矛盾与可持续性.....	3
第二章 磁拾音器导论.....	4
2.1 磁拾音器用途.....	4
2.2 磁拾音器原理.....	4
2.3 综述.....	5
第三章 调制分析.....	6
3.1 异步调制.....	6
3.2 同步调制.....	10
3.3 直接转矩控制.....	12
3.4 多电平调制和三电平逆变器.....	15
3.5 异步调制的载波频率和听感的关系.....	18
第四章 操作指南.....	19
4.1 电磁录音位置的一般规律.....	19
4.2 设备的布置与参数配置.....	20
4.3 录制过程的关键控制节点.....	21
4.4 禁忌场景与干扰规避.....	21
4.5 后期处理.....	22
附录 1 部分车型的电机驱动程序参考.....	23
附录 2 中英文术语和缩写对照表.....	24
附录 3 常见车型的编组动力分配表.....	28
参考资料.....	30
版本历史.....	31



# 第一章 发展历史

电机电磁录音（亦称线圈感应录音）是一种通过磁拾音器捕捉牵引系统漏磁信号，将其转换为可听、可分析的音频信号，进而用于解析变流器调制策略、评估运行状态与诊断潜在故障的非接触式检测技术。其核心在于将微弱的电磁场变化转化为可供记录与分析的电信号，为轨道交通电气系统的状态监测提供了新的数据维度。

## 1.1 起源和早期发展

电机电磁录音及其分析技术（线圈感应录音技术）是一个针对电机及其驱动程序研发、分析的新兴研究方向，由线圈感应录音器（中国大陆简称磁拾音器）录制的声音被称为“Mo-Ha Radio”，以其精确、干净、特殊的听感吸引了一些轨道交通爱好者。

根据现有资料，该技术最早可追溯至 1998 年。当时日本有人在列车上使用调幅收音机，意外接收到了牵引变流器逆变模块发射的信号。2013 年前后，日本爱好者研发出了名为モハラジオ的磁拾音器设备。该产品产生的相关录音资料曾发布于 YouTube，并设有专属网站，现已废止。产品由生产商 ヤクチ電子工業 与销售商 タンジブルデザイン 负责生产和推广。然而，由于部分历史资料缺失，目前难以确定其确切的发明时间、发明者以及原始技术文献来源。此外，因原材料供应等问题，该产品早已于 2017 年停产。故在 2018 年之前，掌握线圈感应录音技术的人群，主要是日本轨道交通爱好者。

## 1.2 技术在中国的引入和探索

2018 年，这项技术原理迎来了在中国传播与发展转折点。**@加特技の肖特基** 通过技术分享与实践探索，将线圈感应录音技术引入中国。**@大糖果 2** 结合国内实际需求，对原始技术进行初步优化。2021 年，他基于 Mo-Ha Radio 原理独立研发的第一代磁拾音器原型机发布，标志着线圈感应录音技术完成了在中国的第一次实际运用，并利用其完成了部分上海地铁列车、中国铁路高速列车的录制。**大糖果 2** 在电路结构设计、元件选型等方面进行调整，使该技术和产品设计理念更适用于国内的应用场景，为后续发展奠定了坚实的基础，他真正将磁拾音器原理和技术进行了深入的中国化。不久之后，**@hdffhgjgvjghkhkjijghhg** 和 **@CR400AF-B-2116** 成为已知的第一批利用磁拾音器进行电机电磁录音的爱好者。

2023 年初，技术发展进入新的阶段。B 站业内人士 **@Chen-Leigang**（以下简称 CLG）和 **@01A05 胖头鱼-150**（**@bulb\_tester2009**，以下简称 BT09）等人在前期研究基础上，进一步深化技术改良工作。他们通过改进电路及元件摆放位置，如将外置电池改为内置电池，避免因运输中或频繁拿取、移动造成的线路拉扯损坏，进而增强设备耐用性。同年，集成上述功能的 **CLG C2.1** 型磁拾音器实现了量产，为后续产品迭代提供样板支持。

2023 年 8 月，首台 CLG 研发的 **C2.3** 型磁拾音器在广州诞生。**C2.3** 为目前为止研究所档案记录中销量最高的机型，直到本文档发布之时其本体及衍生机型至少已交付 200 台。该型号首次引入电感线圈弹簧接线端子，提高了磁拾音器的可靠性。同时一些提高倍率的方案应运而

生，例如降低电阻实现高倍改装。受限于电路条件，该方案在一代电路上尚不可靠，原因是运算放大器易过载，严重影响收音。然而，初期的开源模式在加速技术传播的同时，也导致了未经验证的仿制产品泛滥。市场上涌现出大量质量参差不齐的复制品，引发了严重的售后服务与质量归责问题，对核心开发团队造成了持续压力。为应对这一挑战，保障产品基准质量与用户权益，C2.3 型号最终停产。后续的生产中，全部转为闭源设计与生产，不对外公开原理图，后期擦除运放封装上的铭文，并建立了严格的型号注册与出厂序列号强制登记系统。此举旨在从源头上规范设备流通，构建可追溯的质量责任体系。

2023 年底，磁拾音器研究人员的讨论 QQ 群成立，标志着技术从民间零散探索迈向组织化开发与研究，为技术规范、迭代提供核心支撑。2024 年初，磁拾音器研究所成立，随即成立了销售和技术交流群，规范了磁拾音器交易和交流的渠道。

### 1.3 技术的改良与社群组织化

2024 年是磁拾音器技术在中国普及的元年。BT09 深耕一代电路技术边界，成功发布首款高倍率机型 B2.5，实现在一代电路框架下达到 26 倍放大上限，完整发挥 NE5532 运算放大器的全部性能。同时电源开关由自锁开关改为拨动开关，进一步降低了故障率。同年 4 月，B 站用户 @Drzzm32 试制了其自主研发的磁拾音器产品 NSDN MagRx，首次将接收线圈创新性地集成于 PCB 板之上，实现了一体化设计与工业化制造的结合。该结构不仅提升了线圈的精度与一致性，也为后期调试和工艺升级提供了新的可能。产品在西安地铁列车上成功完成电磁录音，证实了其可行性。

春夏之交，首次电路迭代推出二代电路，首款机型为 CLG 在 5 月发布的 C2.9 型，但由于故障率高，未投入量产，只生产了 9 台即停产。2024 年 6 月，由孔祥丞 (@57 路 28585) 研发的 SY01 系列，成为了第一种成功落地的二代电路机型。该研发者凭借其在技术领域的创新实践，不仅参与了具有广泛影响力的“中科院格致论道讲坛”，还面向公众撰文分享相关技术成果，标志着磁拾音器技术开始初步进入公众与科普视野。相较于一代电路，二代架构在性能上实现了显著跃升。通过采用叠层运放设计，电路在实现更高倍率放大的同时，兼顾了实用性与稳定性。此外，二代机型普遍集成了锂电池及其充放电管理功能，并逐步形成行业标配，也兼容 5 号电池与纽扣电池（如 CR2032）等多种供电方案，提升了设备的适用性与灵活性。这一系列技术突破，显著降低了使用门槛，推动了用户规模的快速增长。磁拾音器不再仅是少数爱好者手中的专业工具，开始进入更广大轨道交通爱好者的视野，技术的普及与应用进程由此明显加速。

进入 2025 年，技术社群在组织化与数字化治理上迈出关键一步。2025 年 4 月，@某地铁迷\_ 首次引入级联双运放，推出一代电路性能最强的机型 M2 系列，自带硬件高通、低通滤波器和更高的放大倍率（最高达 2601 倍）。@T7010\_S25K 根据大糖果 2 的电路为基础设计，并在其 12 月公布了万倍放大倍率的磁拾音器原型机，在多次改进后研发出了万倍放大倍率的磁拾音器产品 ZRQ-Edition。同年 5 月，核心贡献者 @高坂筑穗\_BU2GQ 上任社群数字化实行委员，负责“磁拾音器研究所”官方门户网站的搭建、维护与核心内容编纂。同年 6 月，官网及其配套系统正式上线。该平台整合了核心文献、操作规范与分析方法，实现了技术资料、产品说明书的集中发布与管理，并同步推行设备序列号强制登记系统，进一步落实和发展闭源生产与质量追溯制度。门户的建立，从根本上改变了知识依赖个体与即时通讯传播的碎片化状态，降低

了爱好者获取可信设备与规范知识的门槛，为社群提供了稳定的公共参照系，推动了技术普及与生态凝聚。

## 1.4 磁拾音器的智能化探索

硬件设备的普及与调制分析需求的深化，自然地将技术发展的焦点引向了信号链的下一环节：如何更智能、更便捷地处理与解读已获取的电磁音频数据。2026年，社群开始了从纯硬件开发向“软硬件协同”生态的积极探索，数字化进程由此拉开序幕。

2026年初，@02B4806 長-02001 率先在软件层面取得突破。基于安卓端 Kotlin 和苹果端 Swift 框架，他开发出了可在安卓与苹果手机上通用的专业音频处理应用。该应用不仅实现了针对电磁录音必备的集成低通、高通滤波器的等效 RC 滤波器，更集成了参数可调的滤波增益、实时示波器视图以及支持自定义频率的四段均衡器功能，并支持实时录音。这款工具的诞生，首次将原本需要在电脑端通过专业软件（如 Adobe Audition）完成的后期处理工作，转移至移动端现场完成，极大地提升了录制现场的调试效率与成功率，标志着分析工具开始走向移动化与大众化。

在模拟前端领域，一项旨在提升信号纯净度的关键设计进入原型验证阶段。CLG 于 2026 年 1 月实现了由@T7010\_S25K 在 2025 年提出的仪表放大器概念，推出了 C3.0 原型机。该原型采用了四运放构成的仪表放大器架构，以大幅提升共模抑制比与输入阻抗为目标。目前该原型体积较大，约为半个智能手机尺寸，并采用 Type-C 接口进行 5V/2A 供电，其电路稳定性与实用性仍在测试优化中。@某地铁迷\_ 在 M2 系列大获成功的基础上，设计制作了 M3.1 型，它是仪表放大器磁拾音器后第一次安装滤波器的试验。这些实践为将来磁拾音器向精密化发展奠定了坚实的基础。

## 1.5 发展矛盾与可持续性

截至目前，磁拾音器的开发与生产仍是一个高度依赖爱好者社群的小众领域。所有参与者均非全职从业者，其活动完全基于业余兴趣与个人投入。这一业余属性直接塑造了现有的组织形态，即以即时通讯群组为协调中心，由分布的个人或微型工作室利用业余时间进行生产的虚拟协作网络。尽管已建立用于品牌展示与设备管理的官方网站，该平台目前主要承担产品序列号登记与流通追溯等内部管理职能。面向社区的公共知识体系建设，例如系统化的录音点位数据库，仍处于缓慢发展或停滞状态。

基于业余爱好的本质，社群的协作能量自然倾向于具体的、能带来即时成就感与反馈的硬件项目开发，以及对知识产权的保护。相比之下，构建与维护开放、可持续的公共知识体系这一长期工程，则难以获得同等的集体关注与持续投入。此种模式在带来快速迭代与灵活响应优势的同时，也造成了事实上的资源集中。在形式上去中心化的网络之中，关键技术、核心产能与权威信息却愈发依赖少数核心节点。

因此，整个生态系统的特质表现为韧性与脆弱性并存。其短期活力与突破高度依赖于核心个人在业余时间内的持续贡献与社群的即时热情。从长远看，系统化的知识沉淀、生产流程优化与规模化的新人培养机制难以形成，从而制约了其发展的广度与可持续性。

## 第二章 磁拾音器导论

### 2.1 磁拾音器用途

磁拾音器的核心用途是捕捉列车牵引系统工作时辐射的交变漏磁，通过电路将无形的电磁动态转化为可听辨、可分析的电信号，最终为解析牵引变频器的调制策略、评估其运行状态及诊断潜在电气故障提供数据支撑。其电路的核心原理，是将微伏至毫伏级的微弱感应信号，通过稳定、低噪声的处理，转化为满足录音设备输入要求的标准电信号，同时适配列车复杂的电磁环境与移动使用场景。

磁拾音器主要由外壳、PCB 印刷电路板及其精密电路元件、板载运算放大器、接线端子、TRS 音频接口、TRRS 音频接口、电池或供电接口，锂电池的 Type-C 充电接口和用于调节放大倍率的可变电阻组成。不同的磁拾音器有不同的外观和配置，详情请阅读你磁拾音器的产品说明书。



图 2-1 一台标准的磁拾音器外观

### 2.2 磁拾音器原理

磁拾音器本质上是一种模拟放大电路。遵循“电磁信号捕捉→信号提纯→幅值放大→稳定供电→标准输出”的核心链路，利用合适的音频运算放大器，通过模块化协同实现信号的全流程处理，各环节紧密围绕“精准提取电磁信号、抑制干扰、保障信号保真度”展开。

#### a) 电磁信号的捕捉

磁拾音器捕捉的实际上物理对象，实质上是牵引变频器内功率器件高速开关所产生的脉冲电流和其他电气设备产生的工频干扰。当这些磁场的磁力线穿过传感部件时，依据电磁感应原理，会转化为微弱的交变电信号。该信号是反映牵引系统电气状态（如调制模式、开关频率）的原始载体，但幅值极小，且混杂着环境中的工频干扰、杂波等冗余成分，无法直接被录音设备识别，需进入后续电路处理。

#### b) 信号的提纯与滤波

原始微弱电信号首先经过预处理环节，该环节的核心作用是过滤掉与目标电磁信号无关的

干扰成分。通过特定的电路设计，阻断低频工频干扰和高频杂波的传输，仅允许线圈接收到的频率信号通过，从而提升信号的纯净度（信噪比），为后续放大环节奠定基础，避免电路中干扰信号被同步放大后影响分析结果。

#### c) 幅值放大

信号提纯后，进入以运算放大器为核心的多级放大环节。这是电路实现信号可记录的关键步骤。磁拾音器选型的低噪声运算放大器一般都具备了稳定的线性放大特性，将预处理后的微弱电信号，通过多级协同放大逻辑，线性提升至伏特级的标准电平。

该放大过程严格保持信号的原始特征（如频率变化、相位关系），不产生额外畸变，最终输出的信号幅值能够匹配录音设备（手机、录音笔、电脑声卡）的输入灵敏度要求，确保牵引系统的电磁动态特征被完整捕捉。结合实际应用需求，通过电路参数匹配，磁拾音器可实现数十至数千倍的稳定增益，大体上覆盖不同列车牵引变流器的信号放大需求。

#### d) 稳定供电与安全保障

电路配备独立的供电控制环节，通过开关组件实现供电的通断控制，降低误触导致的故障风险。同时，设计有过压、过流保护逻辑，能够应对列车环境中可能出现的电压波动或突发浪涌，避免核心放大部件（NE5532P）和录音设备受损，保障设备在频繁移动、电磁环境复杂的车载场景中稳定工作，延长使用寿命。

#### e) 信号的传输与记录

经 NE5532P 放大后的标准电信号，通过 CITA 标准音频接口与线缆传输至录音设备。接口通常使用 3.5mm TRS 或 TRRS 音频接口，确保与主流录音终端兼容，信号传输过程中保持稳定，无明显衰减。录音设备通过内置的模数转换（ADC）功能，将连续的模拟电信号转化为数字音频格式（如 WAV），完成“磁场→电信号→数字音频”的完整转化，最终生成可用于后续调制分析、状态评估的核心数据。

## 2.3 综述

磁拾音器通过电路的协同工作，本质上实现了“无形电磁信号→有形可分析数据”的转化。其中，NE5532P 作为核心放大部件，承担了信号幅值提升的关键使命，配合预处理、供电保障、标准输出等环节，确保了牵引系统电磁特征的精准捕捉。最终产出的数字音频，能够反映牵引变流器的调制模式、开关频率等核心参数，为后续的运行状态评估、潜在故障诊断提供了可靠的数据源，这也是磁拾音器的核心应用价值所在。

## 第三章 调制分析

我们对电磁录音所记录的信号进行调制分析的目的在于，从捕获的时域磁场信号中解析出牵引电气系统，尤其是牵引变流器的调制程序特征，进而对其运行状态进行量化评估与潜在故障诊断。这一分析过程通常依赖于专业的信号处理算法与电机控制领域的先验知识，其核心在于提取并辨识关键调制参数——例如异步调制下的载波频率、同步调制下的脉冲计数（载波比）以及具体的调制策略（如 CHM-PWM、SHE-PWM 或 SVPWM）等。这些参数共同构成了评估变流器工作状态、效率乃至异常的重要依据。

要完整描述一个调制程序，首先需界定其输出的基本目标，即期望电机获得的电压的基波频率，它直接决定了电机的同步转速。然而，变流器并非直接输出平滑的正弦波，而是通过高速开关的脉冲序列来等效这一波形。这就引出了第二个关键参数——载波频率，它代表了功率器件本身的开关动作速度。载波频率 ( $f_c$ ) 与基波频率 ( $f_m$ ) 的比值，称为载波比或分频数 ( $N$ )，它是区分不同调制模式的首要判据。此外，输出电压的幅值控制由调制度 (Modulation Index) 决定，其定义为调制波幅值与载波幅值之比。下文将聚焦于轨道交通电磁录音中最常见的两类调制模式——异步调制、同步调制和直接转矩控制，以及三电平的有关概念，分别阐述其特征、和分析方法。

### 3.1 异步调制

异步调制 (Asynchronous Modulation) 是指载波频率 (Carrier Frequency,  $f_c$ ) 与基波调制频率 (Fundamental Frequency,  $f_m$ ) 之间不存在固定的整数比例关系 (即载波比  $N=f_c/f_m$  不为常数) 的调制方法。这意味着载波的每个周期与调制波的相位关系是持续、非周期性地变化的。这种调制方式常见于很多牵引变流器中，其频谱特征与同步调制有显著区别。对异步调制的分析，核心在于通过频谱图观察其能量分布特征。使用频谱分析软件 (如 Wavetone、Sonic Visualiser) 生成的频谱图是完成这一任务的关键工具。

异步调制策略主要应用于低速运行区间。其核心特征是载波频率保持恒定，独立于变化的电机基波频率。这一选择的首要工程考虑是频谱管理的确定性。固定开关频率使得电流谐波的频谱分布被约束在以该固定频率及其倍频为中心的离散频带上，这极大简化了牵引系统与车载信号系统间的电磁兼容性设计与滤波器的设计。同时，恒定的开关动作间隔为控制器的采样与计算提供了稳定的时间基准，提升了低速大转矩工况下电流控制的稳定性和精度，有效抑制了转矩脉动。在低速区，电机的反电动势较低，变流器输出电压也较低，功率器件承受的电压应力相对较小，此时维持一个虽绝对次数较多、但单次损耗较低的开关周期，总开关损耗处于可接受范围，从而以确定的损耗代价换取了控制的稳定性与电磁环境的可控性。

能量分布的连续与扩散性是异步调制最显著的视觉特征。由于载波与调制波的相位关系不断变化，其频谱不再是离散、清晰的单一谱线。相反，主要能量会以一个相对较高的载波频率 (例如数 kHz) 为中心，向两侧扩散形成一个连续的频带或“谱块”。这个频带内部可能看起来较为模糊或粗糙，不像同步调制那样呈现为一条条尖锐、等间隔的谱线。

载波频率的定位是理解该段异步调制程序的关键。在该扩散的频带中心，通常可以观察到一个能量相对集中的峰值区域，这大致对应了平均载波频率。通过放大频谱图的频率轴并测量该峰值区域的中心，可以估算出变流器在此运行状态下的主要开关频率。需要注意的是，这个频率值可能随着负载、速度、程序等运行条件的改变而发生变化。

异步调制根据其载波频率的时变特性，可分为多种具有不同声学特性与电气特性的策略，其中相当一部分专为优化电机（特别是牵引电机）在起步或低速运行时的噪声与振动性能而设计。异步调制的基本形态为恒定载波，即载波频率在运行中某一程序阶段保持某一固定值，在频谱图上表现为一个位置稳定、能量集中的主频带。关于恒定频率载波调制的频谱图如图 3-1 所示。

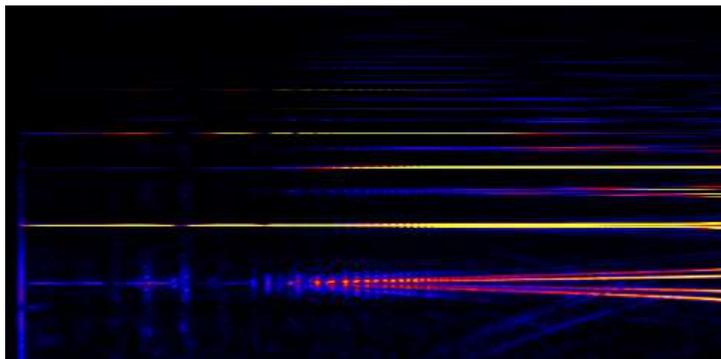


图 3-1 恒频载波异步调制频谱图

对异步调制载波频率的识别，其更深层的意义在于判断变流器所采用的具体载波类型。在实际生产运营中，为降低特定频段的电磁噪声，降低沿线居民降噪诉求，尤其是可闻声频段（如开关频率及其谐波）的单调啸叫声，衍生出以下几种主要的异步调制变体。以下从四个常用的调制变体进行论述。

### 3.1.1 随机载波调制

随机载波调制是一种载波频率在一个设定的中心值附近进行短间隔的随机跳变的异步调制方法。在频谱图上，原本尖锐的单一载波谱峰会因此扩展为一个以中心频率为核、两侧带有宽而连续基底的谱块，核心尚可辨，但边缘较为模糊，能量被分散到更宽的频带内，从而降低了特定频率的噪声突出度。关于随机载波调制的频谱图如图 3-2 所示。此调制变体在时代电气研发的牵引变流器中较为常见。

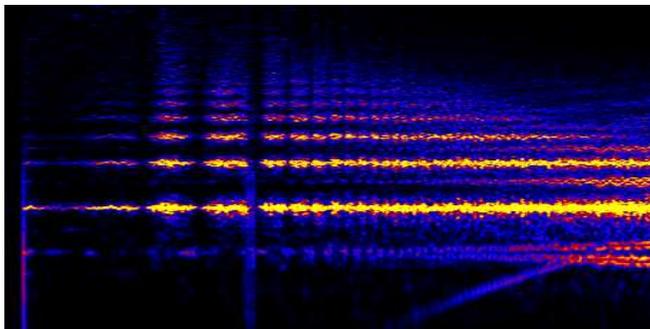


图 3-2 随机载波异步调制频谱图

### 3.1.2 周期载波调制

周期载波调制是一种载波频率以一个远低于其自身的次周期（例如几十赫兹）进行规律性的周期性扫频的异步调制方法。这在频谱图上会呈现出一个较低扫频速率调制的离散图案，载波主频带会随着该周期规律性地在频率轴上左右移动或强度周期性起伏。关于周期载波调制的频谱图如 3-3 所示。

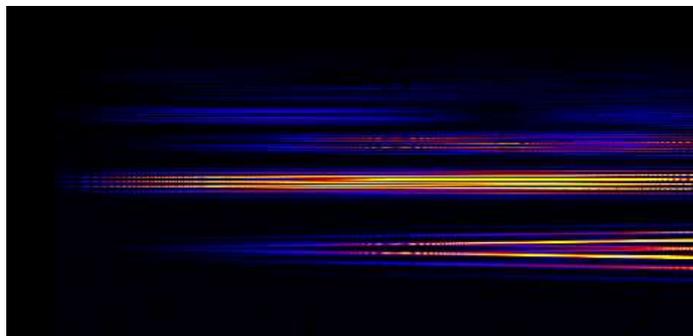


图 3-3 周期载波异步调制频谱图

以下将详细阐述不同厂商的周期载波调制的方法，不同扫频异步调制的方法示意图如图 3-4 所示。

日本公司所采用的周期载波调制为慢正弦波动型。其载波频率在  $f_{c1}$  至  $f_{c2}$  的区间内呈现平滑的正弦曲线式连续波动，频率变化过程无突变，波动速率相对平缓。这种调制方式下，谐波能量能够在  $f_{c1}$  至  $f_{c2}$  对应的频带范围内均匀分布，可有效降低特定频率下的谐波峰值，对应的电机运行听感噪声更为柔和。同时，由于载波频率的变化率较低，对变流器控制系统的运算算力需求相对宽松。

Siemens 部分车型采用的周期载波调制为锯齿波波形型。其载波频率在  $f_{c1}$  与  $f_{c2}$  之间呈现高频次、高密集度的周期性波动，载波频率自  $f_{c1}$  上升沿达  $f_{c2}$  后转入下一周期。频率变化的间隔较短，波动节奏相对紧凑。高频密集的频率波动可快速分散谐波能量，在较短时间内覆盖  $f_{c1}$  至  $f_{c2}$  的频带范围，能够有效抑制窄带范围内的谐波聚集现象。不过，这种调制方式对变流器的实时控制响应速度要求较高，通常适配算力较强的变流器控制单元，多用于对谐波抑制效率要求较高的车型场景。这一扫频过程及其速率由变流器程序预先设定，与电机当前的运行频率（基波频率）无关。

Siemens 部分车型还配置了正斜率正弦函数型渐变型周期载波调制。该调制方式下，载波频率在  $f_{c1}$  到  $f_{c2}$  的区间内，呈现匀速的线性渐变波动，频率变化按照固定斜率在  $f_{c1}$  与  $f_{c2}$  之间往复切换，过程无曲线波动。线性渐变的频率变化规律使得谐波分布呈现均匀的带状分布，控制逻辑的算法实现相对简洁。同时，固定斜率的频率变化可降低控制过程中的参数波动风险，适配对控制稳定性要求较高的运行场景。

Adtranz/Bombardier 部分车型所采用的周期载波调制为离散阶跃型。其载波频率在  $f_{c1}$  与  $f_{c2}$  两个固定值之间进行离散式切换，不会在  $f_{c1}$  至  $f_{c2}$  的区间内呈现连续变化，仅在两个频率点之间周期性跳转。这种调制方式的控制逻辑最为简化，仅需在  $f_{c1}$  和  $f_{c2}$  两个频率值之间周期性切换载波频率，对变流器控制系统的运算负荷极低。不过，由于频率仅在两个固定点切换，谐波能量相对集中在  $f_{c1}$  和  $f_{c2}$  对应的频率附近，听感噪声的优化效果相对有限，多用于对控制复杂度要求较低的车型配置。

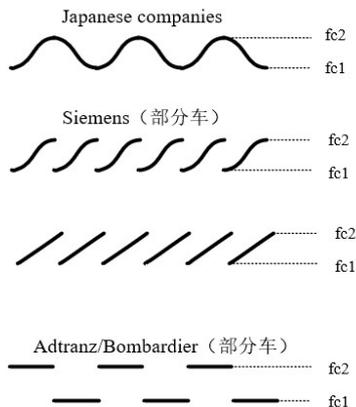


图 3-4 不同厂家的周期载波异步调制示意图

### 3.1.3 交替载波调制

交替载波调制是牵引系统在两个或更多个预设的固定载波频率之间进行周期性切换的异步调制方法。在频谱图上会表现为多个离散的、位置固定的载波谱峰并存，其能量随时间在主峰之间交替转移。同样地，它能将能量分配到不同频点，避免单频噪声持续。关于交替载波调制的频谱图如图 3-5 所示。

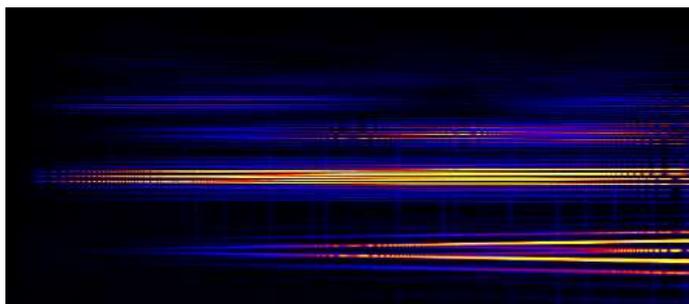


图 3-5 交替载波异步调制频谱图

### 3.1.4 分析异步调制的意义

某些情况下，异步调制的电磁录音信号还可以为部分低速段的输出进行异常检测。分析人员通过观察频谱图，可以识别出异常谐波或互调产物。这些异常可能表现为在预期频带之外出现孤立的、突出的谱峰，或者频谱整体形状出现畸变（如不对称、频率不对、额外的凸起或不该存在的噪音），这些都可能预示着电机或变流器存在早期电气故障（如元件老化、参数失衡、控制异常等）。

另外，我们在录音时常常遇到从零起转的工况。运行中通常有两种通电方式，都是在电机已建立旋转磁场和反电动势的基础上进行的，其核心差异在于电流变化的突然性。我们通常将运行中通电分为两种方式：顺序通电与恒流通电。在顺序通电中，系统会按照预置的程序序列，在一两秒内顺序切换调制方法，调制度往往从较低值快速步进提升至目标值；而恒流通电通常采用恒流控制，调制度从较低的电流和调制度开始，随着电流逐步增加，直至达到该转速下程序设定的稳态调制度与基波频率匹配点。

## 3.2 同步调制

同步调制（Synchronous Modulation）特指一种载波频率与基波调制频率保持严格固定整数比（即载波比  $N = f_c / f_m$  为常数）的脉宽调制（Pulse Width Modulation, PWM）技术。其核心原理在于，通过将固定高频的载波（通常是三角波或锯齿波）与一个低频的期望波形（调制波，如正弦波）进行比较，生成一系列宽度随时间变化的脉冲序列。由于载波与基波频率同步，脉冲序列在每一个基波周期内都呈现完全重复的对称模式。这种严格的周期性使其输出频谱具有高度确定性，谐波能量通常仅分布在载波频率的整数倍及其边等离散频率点上，而不会像异步调制那样形成连续谱带。这种特性非常有利于进行精确的谐波分析与预测性设计。

随着电机转速提升，基波频率线性增高，若沿用异步调制，开关频率将保持不变，但系统的主要矛盾已从控制稳定性转向了效率优化。开关损耗与开关频率成正比，在高速高功率输出时，维持过高且不变的开关频率将导致损耗剧增，散热设计面临巨大压力。采用同步调制，让开关频率跟随基波频率同步但成比例地增长，可以智能地将开关损耗控制在合理水平。更为关键的是，固定的载波比为应用特定谐波消除、空间矢量调制等优化算法创造了条件。这些算法能够在每个基波周期内，利用预先精确计算的、有限的开关次数，主动消除危害最大的低次电流谐波，从而在有限的开关损耗预算内，实现输出波形质量的最优。

以下将详细介绍几种重要的同步脉宽调制技术。

### 3.2.1 SPWM（正弦脉宽调制）

正弦脉宽调制（Sinusoidal Pulse Width Modulation）是最基础、应用最广泛的 PWM 技术之一。其核心原理是：以频率远高于正弦调制波的三角波作为载波，通过直接比较两者瞬时值来生成 PWM 脉冲。当正弦波瞬时值高于三角波时，输出高电平脉冲；反之则输出低电平。这样产生的脉冲宽度在一个基波周期内严格按正弦规律变化，经过滤波后即可得到平滑的正弦波输出。SPWM 主要有两种实现方式：

单极性调制：在正弦波的半个周期内，载波和生成的 PWM 脉冲均为单极性（全为正或全为负）。

双极性调制：在整个周期内，载波和 PWM 脉冲均在正负电平之间切换。目前大多数轨道交通牵引变流器采用这种形式。

SPWM 的优点是原理直观，易于实现，能有效减少低次谐波。但主要缺点是直流母线电压利用率较低，理论上最大输出线电压幅值仅为直流母线电压的约 86.6%。

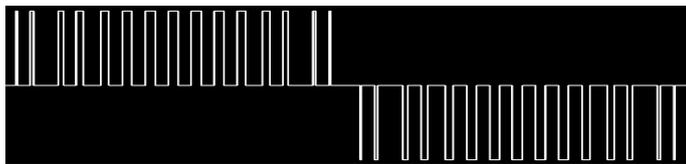


图 3-6 同步调制 15 分频的线电压波形

### 3.2.2 SVPWM（空间矢量脉宽调制）

空间矢量脉宽调制（Space Vector Pulse Width Modulation）是一种先进的调制策略，它从电机产生圆形旋转磁场的需求出发，其控制思想不再局限于对单相波形的模仿。

其原理基于逆变器八种可能的开关状态（6 个有效矢量，2 个零矢量），对应八个基本的电压空间矢量。SVPWM 的核心算法是矢量合成：在每个控制周期内，通过计算选择相邻的两个有效电压矢量和一个零矢量，按特定时间顺序和时长进行组合，以合成任意方向和幅值的目标电压矢量。通过这种方式，可以使逆变器输出的电压矢量轨迹尽可能接近理想的圆形。

与 SPWM 相比，SVPWM 在相同直流母线电压下，输出线电压幅值可比 SPWM 提高约 15%。SVPWM 的电流波形谐波含量更少，转矩脉动更低。其控制算法非常适合现代微处理器或 DSP 执行。

### 3.2.3 SHE-PWM（特定谐波消除脉宽调制）

特定谐波消除脉宽调制（Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation）是一种以消除指定低次谐波为直接目标的优化 PWM 技术。它不依赖载波比较，而是通过直接计算并优化开关器件的导通与关断时刻（开关角）来实现。

其原理基于傅里叶级数分析。通过建立方程组，在保证基波电压幅值达到要求的前提下，令指定次谐波（如 5 次、7 次、11 次）的幅值为零。求解这些非线性方程组，即可得到一组最优的开关角度。采用这些角度控制的 PWM 波形，可以完全消除预先选定的低次谐波，从而显著改善输出波形质量，并允许使用更小尺寸的输出滤波器。

SHEPWM 的优点是波形质量高、效率高，特别适用于中高压、大功率且对谐波有严格限制的场合。其挑战在于开关角的计算复杂，且通常只在基波频率固定的同步调制方式下使用。

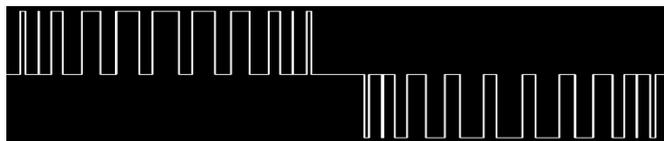


图 3-7 同步调制 11 分频（SHEPWM）的线电压波形

### 3.2.4 CHM-PWM（电流谐波最小化脉宽调制）

电流谐波最小化脉宽调制（Current Harmonic Minimization Pulse Width Modulation）是 SHEPWM 思想的一种延伸和优化。其目标并非完全消除某几次谐波，而是追求在全局上使输出电流的谐波总畸变率最小化，或者使特定频段的谐波能量总和最小。

与 SHEPWM 固定消除某几次谐波不同，CHMPWM 通过更复杂的优化算法（如迭代法、梯度下降法等）在线或离线计算开关角，以动态适应不同的工作条件（如调制比变化），实现电流波形质量的整体最优。这使其在追求低噪声、低损耗的高性能电机驱动系统中具有应用价值。

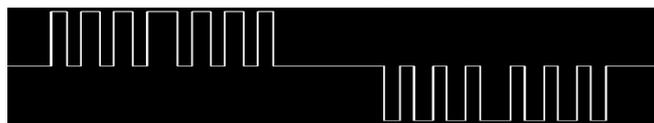


图 3-8 同步调制 7 分频（CHMPWM-1 折角）的线电压波形

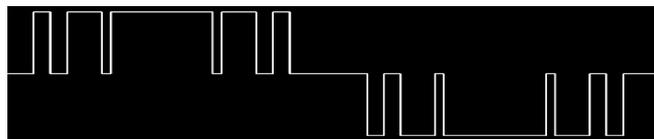


图 3-9 同步调制 5 分频（CHMPWM-1 折角）的线电压波形

### 3.2.5 中间 60° 调制

中间 60° 调制 (Mittenpulstaktung, 简称 MPT), 有时也称中间折角调制, 中间 60° 调制策略是在一个基波周期中的 60° ~120° 以及 240° ~300° 进行调制, 在基波周期中的其他角度范围内不进行调制。因此该调制策略在满足同步对称原则的基础上, 只在基波周期的 1/3 角度范围内进行对逆变器控制, 大大降低了开关频率使得开关损耗降低, 同时还可以提高直流电压利用率。中间 60° 调制策略计算简单、实现方便, 但是该调制策略由于控制逆变器输出的角度范围限制, 产生的谐波含量大, 因此只适用于一些控制精度并不需要太高的场合。

其核心优点在于, 在相同的载波比 (如 5 或 7) 下, 其输出电压的谐波含量显著低于传统 180° SPWM, 从而改善电机电流波形、降低损耗和噪声。同时, 其脉冲分布规则比 CHMPWM 等优化算法更简单, 易于实现。主要缺点是, 其谐波抑制性能属于“局部优化”, 原始谐波含量高, 通常针对特定次谐波 (如 5、7 次), 在最小化总谐波畸变方面不如 CHM-PWM 等全局优化算法彻底。因此, 它常被视为从传统 SPWM 向更复杂优化调制过渡的实用方案。

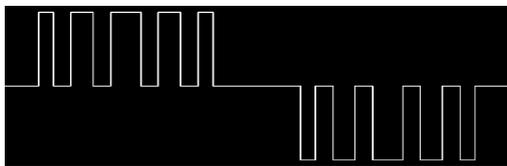


图 3-10 同步调制 5 分频 (中间 60 度) 的线电压波形

## 3.3 直接转矩控制

直接转矩控制 (Direct Torque Control, DTC) 是继矢量控制技术 (FOC) 后的一种交流电机高级控制技术, 无需 PWM 信号发生器, 核心是在定子坐标系下, 通过实时检测定子电压和电流, 直接计算并控制电磁转矩与定子磁链, 无需复杂坐标变换, 借助滞环调节器选择逆变器最优开关状态, 实现转矩快速响应与稳定控制。其本质是“目标直接跟踪+离散矢量执行”, 物理概念明确且控制结构简洁。

20 世纪 80 年代中期, 德国 M.Dепенbrock 教授与日本 I.Takahashi 教授分别提出直接自控 (Direct Self Control, DSC) 的有关概念, 奠定 DTC 理论基础。1987 年该技术拓展至弱磁调速领域, 90 年代后开始逐步应用, 21 世纪进一步推广到同步磁阻马达控制, 成为继矢量控制后又一高性能交流调速技术, 在轨道交通等领域展现突出优势。

### 3.3.1 直接转矩控制的核心原理

直接转矩控制 (DTC) 的核心逻辑是在两相静止  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下, 绕开复杂的坐标变换与解耦操作, 通过直接调控定子磁链和电磁转矩实现电机高性能调速, 其原理本质是“实时观测 - 误差比较 - 矢量选择”的闭环控制流程。该技术无需依赖转子参数, 仅通过检测电机定子侧的三相电压和电流, 经 Clark 变换转换为  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的分量, 即可完成核心物理量的计算与控制, 物理概念直观且控制结构简洁。

控制执行环节中，磁链和转矩的误差信号分别输入滞环调节器，形成“增加、保持、减小”的控制指令。电压源逆变器可输出 8 种开关状态组合，对应 6 个非零电压矢量和 2 个零矢量，这些矢量在  $\alpha$ - $\beta$  平面上呈  $60^\circ$  间隔分布，如图 3-11 所示。控制逻辑根据磁链误差、转矩误差以及当前磁链所处的空间扇区，从预设开关表中选择最优电压矢量：当需要增大磁链时，选择使磁链幅值增长的矢量；需调节转矩时，通过改变磁链与转子磁链的夹角实现转矩快速响应；零矢量则用于稳定磁链或抑制转矩脉动。

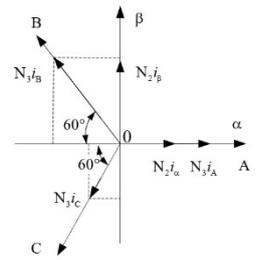


图 3-11

### 3.3.2 多边形磁链直接转矩控制

磁链轨迹设计是直接转矩控制系统性能优化的核心环节，其轨迹形态直接决定电机转矩脉动、谐波含量与动态响应特性，而多边形磁链轨迹因兼顾控制实现性与性能适配性，成为工业传动领域的重要研究方向。传统 DTC 多采用六边形磁链轨迹，依托逆变器基础电压矢量实现简洁控制，但随着高端装备对控制精度与运行平稳性的要求提升，通过拓展电压矢量数量、优化调制算法形成的十八边形、三十边形等多边磁链轨迹，逐步成为解决转矩脉动抑制、宽转速范围适配等问题的关键技术路径。这类轨迹设计的核心逻辑的是通过增加磁链运动边数逼近圆形轨迹，在保留 DTC 动态响应快、结构相对简洁等优势的同时，实现性能与工程成本的差异化平衡，适用于不同精度需求与应用场景的电机驱动系统，下文将分别对三种多边形磁链轨迹的直接转矩控制展开详细阐述。

#### a) 六边形磁链直接转矩控制

六边形磁链直接转矩控制是直接转矩控制中最基础的多边形磁链控制形式，其核心原理基于逆变器输出的 8 种开关状态（6 个有效电压矢量、2 个零电压矢量），通过实时交替作用有效矢量与零矢量，迫使定子磁链沿正六边形轨迹运动。在控制逻辑上，忽略定子电阻压降时，定子磁链与定子电压呈积分关系，6 个有效电压矢量分别对应六边形的 6 条边，按固定顺序切换可使磁链矢量依次沿各边旋转；同时，通过转矩两点式调节器将实际转矩与给定转矩的偏差限制在容差范围内，偏差为正时输出有效矢量增大磁通角以提升转矩，偏差为负时输出零矢量停止磁链旋转以降低转矩，无需复杂坐标变换与转子参数依赖。

从特征特性来看，该技术具备显著的工程优势：控制结构极简，无需实时计算磁链幅值与相角，仅通过 3 个施密特触发器将磁链分量与参考值比较即可生成逆变器开关信号，硬件实现成本低；动态响应快，转矩调节依赖电压矢量的直接切换，响应时间可压缩至毫秒级，在负载突变或加减速工况下能快速跟踪转矩给定值；但受限于 6 个有效矢量的离散控制，磁链轨迹谐波含量较高，低速大负载时转子磁链易畸变，导致转矩低频脉动明显，且开关频率较低（通常低于 1kHz），适用于对控制精度要求不高但需低成本、快响应的场景。

在应用场景方面，六边形磁链直接转矩控制最早用于大功率 GTO 逆变器驱动的异步电机系统，因适配低开关频率器件而广泛应用于轨道交通牵引领域，如地铁列车、轻轨车的牵引电机控制，在高速运行区间（通常转速高于额定转速的 50%）可稳定输出转矩。在中国轨道交通行业，主要用于 CR400AF 等大功率轨道交通牵引系统，至今仍是时代电气 SCIM 和牵引变流器

生产线中最重要的控制策略之一。

六脉冲开关模式由于谐波次数较低，幅值较大，对电机的转矩脉动及电磁噪声的影响较为严重。在电机低速段( $30\%F_0 \sim F_0$ ,  $F_0$ 为额定频率)谐波对运行性能的影响较大，必须采用一种既保证直接转矩控制技术的特点，又能够有效的克服上述缺点的新的控制方式，为此我们提出十八边形磁链直接转矩控制算法。

### b) 十八边形磁链直接转矩控制

十八边形磁链直接转矩控制是在六边形基础上通过增加电压矢量数量实现的改进型多边形磁链控制技术，其基本原理是在逆变器原有 6 个有效电压矢量基础上，通过矢量合成或多电平拓扑拓展出更多方向的电压矢量，使定子磁链轨迹从 6 条边扩展为 18 条边，形成更接近圆形的十八边形轨迹。在控制算法上，需建立基于 PI 控制器的闭环调节逻辑，实时采集电机电压、电流信号，通过  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的磁链观测模型计算磁链分量，结合自适应控制算法动态调整电流的大小与相位，以精确控制磁链沿十八边形轨迹运动；同时，引入占空比控制策略，调节每个电压矢量在控制周期内的作用时间，进一步优化磁链旋转的平均角速度，降低转矩脉动。十八边形磁链直接转矩控制的电压矢量如图 3-12 所示。

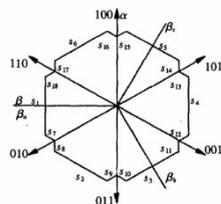


图 3-12

该技术的特征特性主要体现在性能提升上。相较于六边形，十八边形磁链轨迹的谐波含量大幅降低，磁链幅值波动更小，进而使电磁转矩脉动幅度控制在额定转矩的 5% 以内，显著优于六边形的 10%-15%；通过多矢量合成与自适应调节，系统对电机参数变化与外部干扰的鲁棒性更强，在低速工况下（转速低于额定转速的 30%）仍能保持稳定的磁链轨迹，避免了六边形低速时的磁链畸变问题；但控制复杂度显著增加，需额外设计矢量合成算法与占空比优化模块，硬件需支持更高的开关频率（通常为 1-3kHz，tPower-TN28 可达 1500Hz），成本与工程实现难度高于六边形磁链控制。典型十八边形磁链 DTC 在电磁录音中的频谱图如图 3-13 所示。

十八边形磁链直接转矩控制在中国轨道交通行业主要用于城市轨道交通列车和 CR300AF 型电力动车组，城轨中时代电气的运用比例仍然占了大部分，至今仍是时代电气 SCIM 和牵引变流器程序中最重要控制策略之一。

十八脉冲开关模式直接转矩控制算法的线电压波形图如图 3-14 所示。

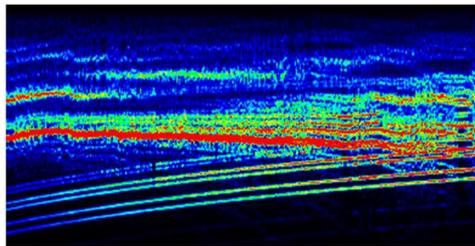


图 3-13

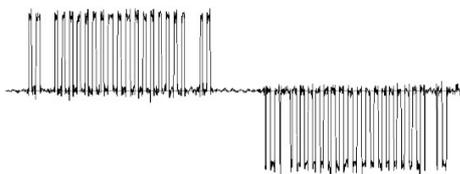


图 3-14

### c) 三十边形磁链直接转矩控制

三十边形磁链直接转矩控制是当前多边形磁链控制中最接近圆形轨迹的技术形式，其基本原理是通过生成 30 个不同方向的电压空间矢量，使定子磁链沿 30 条边形成的三十边形轨迹

运动，轨迹近似圆形。在控制逻辑上，需采用先进的磁链观测模型（如滑模观测器、模型参考自适应观测器）精确估算定子磁链，结合空间矢量 PWM（SVPWM）算法对电压矢量进行实时调制，通过复杂的优化算法（如梯度下降法、遗传算法）计算最优开关角，确保磁链轨迹严格遵循三十边形路径；同时，引入全维状态观测器，实时监测电机转速、转矩、磁链等状态量，实现多变量协同控制，进一步提升系统动态性能。

该技术的特征特性表现为高性能与高复杂度的平衡：三十边形磁链轨迹的谐波含量极低，磁链幅值误差可控制在额定值的 2% 以内，转矩脉动幅度小于额定转矩的 3%，接近圆形磁链控制的性能水平；系统响应速度快，动态转矩响应时间可达到 1ms 以内，且在全速范围内（从接近零速到超额定转速）均能保持稳定的控制性能；但控制算法极为复杂，需依赖高性能 DSP 或 FPGA 实现实时运算，开关频率高达 5-10kHz，器件损耗与散热需求增加，成本显著高于六边形与十八边形磁链控制，且对工程人员的调试经验要求极高。

三十边形磁链直接转矩控制在中国轨道交通行业尚未大规模运用。

## 3.4 多电平调制和三电平逆变器

在本节中，我们将重点探讨三电平逆变器这一特定硬件拓扑，其独特的电路结构如何在电磁录音中形成区别于两电平系统的、可被识别的频谱与听感特征。理解这些特征是准确诊断车辆牵引系统类型的关键。

### 3.4.1 两电平的局限性和三电平的诞生

在本蓝皮书所聚焦的语境下，“电平”并非泛指电压的高低，而是特指电压源型逆变器单相桥臂输出端，相对于直流母线公共参考点（通常为母线电容中点或负端）所能呈现出的、离散的、稳定的电压状态数量。

我们可以通过两电平逆变器（2-Level Inverter）的拓扑来具体化这一概念。两电平的每个桥臂由上下两个开关器件（如 IGBT）构成。工作时，同一桥臂的上下管互补导通。当上管导通、下管关断时，输出端被“钳位”至正直流母线电位（记为  $+\frac{U_{dc}}{2}$  或 P 电平）；当下管导通、上管关

断时，输出端被“钳位”至负直流母线电位（记为  $-\frac{U_{dc}}{2}$  或 N 电平）。因此，其输出电压波形如同在一个两级台阶（“高”与“低”）之间做陡峭的切换，电压变化率（ $\Delta U / \Delta t$ ）极高，产生的谐波频谱宽且能量集中。这种两电平结构是早期逆变技术的基础，但其在向高压、大功率、低噪声场景拓展时，遇到了物理层面的根本性限制：单个功率器件的耐压能力有限，而陡峭的电压跳变会引发强烈的电磁干扰和电机绝缘应力。

我们以方波输出为例进行具体区分。对于一个幅值为  $U_{dc}$  的方波，在两电平拓扑中，其输出波形将在  $+\frac{U_{dc}}{2}$  与  $-\frac{U_{dc}}{2}$  两个电平之间直接跳变，每次跳变的电压阶跃幅度为整个直流母线电压  $U_{dc}$ 。而在三电平拓扑中，同样的方波可能由  $+\frac{U_{dc}}{2}$  跳至 0，再跳至  $-\frac{U_{dc}}{2}$ ，其每次相邻跳变的阶跃幅度最大仅为  $\frac{U_{dc}}{2}$ 。这种硬件决定的电压阶跃差异，是导致二者电磁噪声频谱分布不同的物理根源。

为了解决这些瓶颈，电力电子学界开始探索在输出端创造更多电压阶梯的可能性，“多电平”逆变器的概念应运而生。其中，三电平拓扑（3-Level Topography）是最早实现且应用最广泛的多电平解决方案之一。

三电平变流器的核心思想，是在输出端引入除正（P）、负（N）之外的第三个电压状态——零电平（O）。其标志性拓扑“中点钳位型”（Neutral Point Clamped, NPC）变流器，由日本学者赤木泰文（Y. Akagi）与南波江章（A. Nabae）等人在 1980 年的 IEEE 工业应用协会年会上首次提出。这一结构通过在传统两电平桥臂中增加一对钳位二极管，将直流母线电容的中点电位引至桥臂中点，从而允许输出端在正（P）、零（O）、负（N）三个电平之间切换。三电平的诞生，就是为了使器件的串联分压与中点钳位，每个主开关器件在关断时仅承受一半的母线电压；另一方面，将输出电压的变化率降低了约 50%，显著减小了对电机绝缘的冲击和由此辐射出的高频电磁干扰。三电平输出电压的阶梯更密，更逼近正弦波，其谐波频谱中低频段的谐波含量显著降低，这在牵引电机驱动的可闻噪声抑制和滤波器小型化方面具有巨大价值。

### 3.4.2 三电平的信号特点

三电平逆变器的输出则引入了“零电平”作为中间态。其输出电压在正、零、负三个电平间切换，每次开关动作的最大电压阶跃幅值降至  $U_{dc}/2$ ，仅为两电平的一半。这使得输出波形从两电平的“方波”形态变为更精细的“多阶梯波”形态。反映到电磁信号上，这一变化带来了两个直接影响。

第一是谐波频谱得到优化。输出电压的阶梯增多，能更逼近正弦波，从而显著降低输出波形中的低次谐波含量。这意味着一部分谐波能量从低频段转移或减小，使得电机运行更平稳，电磁噪声中的“粗糙感”降低。

第二是开关频率谐波更加分散，电压变化率的降低，直接减小了由开关动作本身激发的高频辐射。更重要的是，如一些分析指出，三电平 PWM 方法能够“把第一组谐波分布带移至 2 倍开关频率的频带区”。这相当于在频谱上，主要的谐波能量“簇”被推向更高频率。对于电机绕组电感而言，抑制这些更高频率的谐波电流更容易，这进一步改善了系统的整体电磁兼容性。

因此，从分析角度看，一段来自三电平变流器的电磁录音，其背景噪声可能更“干净”，特定开关频率的谱线尖锐度可能因谐波簇的扩散而有所减弱，整体谐波分布可能呈现出与两电平不同的结构。

两电平方波和三电平修正波的线电压波形图分别如图 3-15、3-16 所示。

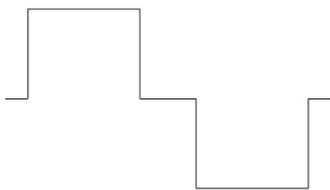


图 3-15

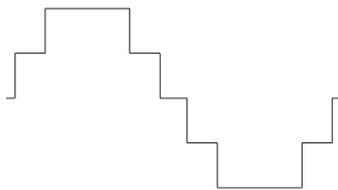


图 3-16

### 3.4.3 三电平的极性

三电平变流器在调制策略上的灵活性，直接塑造了其输出波形的不同“听感”特征。这主要

体现在对“单极性”与“双极性”两种调制方式的选择上。

单极性调制是最能发挥三电平优势的模式。其规则是：在调制波（正弦波）的正半周，输出电压仅在正电平（P）和零电平（O）之间切换；在负半周，仅在负电平（N）和零电平（O）之间切换。从波形上看，这避免了正负电平的直接跳变。每次开关动作造成的电压变化率幅值仅为  $U_{dc}$  的一半。这种“半步走”的方式，使得输出谐波频谱中，由开关引入的高次谐波能量更少，且分布频带更宽、幅度更低。反映在听感上，单极性调制产生的电磁音通常背景更“干净”，高频的“毛刺感”或“嘶嘶声”较弱，整体显得较为平滑。

双极性调制更接近传统两电平的行为。它在调制波的整个周期内，输出电压都可能包含正（P）、零（O）、负（N）三种电平的任意组合。这意味着在一个开关周期内，输出可能会在 P 和 N 之间直接跨越，产生幅值为  $U_{dc}$  的全电压阶跃。尽管由于存在零电平，其开关模式仍比两电平复杂，但相比单极性模式，其输出电压的变化更为剧烈。这会导致频谱中特定频率的谐波分量相对集中，能量更高。

在分析实践中，一个有趣的现象是：当一台采用三电平拓扑的变流器运行于载波频率为 1kHz 的异步调制，且调制波形正负半周对称（可等效为占空比 50%）时，其录制的电磁音在主观听感上，基频往往像是 2kHz，即“翻了一倍”。这种听觉上的“倍频”现象，其根源在于波形的对称性和人耳的感知特性。当调制波为正负对称的波形（如方波或特定占空比的 PWM 波）时，其理论频谱中只包含奇次谐波。也就是说，1kHz 的基频（一次谐波）分量是客观存在的。然而，人耳并非完美的频谱仪，其对音高的感知是心理声学过程。

首先，当 1kHz 的奇次谐波序列（1k, 3k, 5k, 7k Hz...）同时存在且强度可观时，人脑会倾向于感知其中最低的、有规律的共同基频。但由于只有奇次谐波，这个“规律”的基频间隔实际上是 2kHz。2kHz 是所有这些奇次谐波的一个“公约周期”。其次，在特定条件下，例如当 1kHz 的基波分量本身因调制策略或录制滤波被一定削弱，而 3kHz、5kHz 等谐波相对较强时，人耳更容易丢失对原始 1kHz 基频的锁定，转而被 2kHz 的间隔规律所主导。三电平变流器在双极性调制或某些优化模式下，其输出波形可能恰好强化了这种谐波结构。

因此，这种“听起来像 2kHz”的感觉，是实际存在的 1kHz 奇次谐波序列作用于人耳听觉系统后产生的主观音高感知。这是电磁录音分析中一个典型的例子，提醒我们频谱图上的客观频率与耳朵听到的主观音高有时并不完全一致，需要结合波形对称性和谐波构成进行综合判断。这一现象在两电平变流器中也可能出现，但在三电平的特定调制下可能更为典型。

### 3.4.4 三电平和广域 3 分频

“广域 3 分频”通常指在较宽的同步调制调速范围内，持续使用分频数  $N=3$  的同步调制模式。在这种极端低的载波比下，每个脉冲的宽度（占空比）必须在一个基波周期内从极窄变化到极宽。对于需要生成零电平（O 状态）的三电平逆变器而言，问题随之产生。

要输出零电平，三电平桥臂中的某对特定开关管必须导通。生成一个非常窄的有效脉冲（无论是 P 还是 N），往往意味着其相邻的零电平（O 状态）脉冲的持续时间会更短。这个过短的 O 状态脉冲，其持续时间可能无法满足功率器可靠开通与关断所需的最短时间，即低于控制器或驱动器所允许的“最小脉宽”。如果强行生成，会导致开关管未充分导通即被关断，引起波形畸变、损耗剧增，甚至器件损坏。因此，对于三电平逆变器，在低调制比（输出电压较低）的区

域， $N=3$  的同步调制往往因无法产生满足最小脉宽要求的零电平脉冲而无法实施。这是其拓扑结构带来的一个固有运行边界。

相比之下，两电平逆变器在  $N=3$  时，虽然脉冲同样很窄，但其每个状态（P 或 N）都只涉及简单的上下管互补动作，不涉及第三电平的生成，因此对极窄脉冲的耐受能力更强。只要脉冲宽度在物理上能驱动开关管动作，理论上就可以实现。这使得两电平变流器在较高速度、需要低输出电压时，仍能采用“广域 3 分频”策略，而三电平则通常需要在速度（或输出电压）升高到一定程度，脉冲宽度足够容纳可靠的零电平时，才能切入  $N=3$  的同步调制模式。

这种差异是硬件拓扑决定调制边界的典型例证。在分析电磁录音、识别调制策略时，若发现在低速段存在清晰、稳定的三分频同步调制特征，这通常是两电平变流器的一个有力指征；而对于三电平变流器，在对应的低速区间更可能观察到的是异步调制或其他较高载波比的同步调制模式。

### 3.5 异步调制的载波频率和听感的关系

异步调制模式下，人耳感知到的声波频率始终是变流器标称载波频率的 2 倍（如标称 500Hz 载波对应 1000Hz 听感），这一现象的根源是变流器的开关动作机制与电力电子器件特性，与磁拾音器无关，完全遵循电力电子与电磁振动的量化规律。

两电平变流器是异步调制的典型应用场景，其输出电压仅存在正、负两种电平状态，而完成“正电平→负电平”或“负电平→正电平”的一次完整电平切换，即 1 个载波周期，必须依赖上下桥臂功率开关器件（IGBT 或 GTO）的两次互补开关动作。根据互补 PWM 控制原理，上下桥臂的开关管需始终保持逻辑反相状态。当一个桥臂导通时，另一个必须关断，且为避免直通短路，切换过程中会设置短暂死区时间。以 500Hz 载波为例，其周期为 2ms，意味着每秒将完成 500 次电平切换，对应 1000 次开关动作，即开关频率为 1000Hz，这一频率直接决定了后续声学信号的核心频率。

人耳的听感本质是开关动作引发的电磁—机械—声学转化结果。变流器每秒 1000 次的开关动作会产生同频率的交变电磁力，根据麦克斯韦应力张量理论，该电磁力作用于电机定子铁心，激发定子结构产生 1000Hz 的机械振动。这种振动通过空气介质辐射为声波，其频率与开关动作频率完全一致，恰好落在人耳敏感的 20Hz-20kHz 音频范围内，因此人耳感知到的是 1000Hz 声波。

## 第四章 操作指南

### 4.1 电磁录音位置的一般规律

为了进行准确、清晰、高效的电磁录音，我们需要尽可能接近目标信号的物理源头。一般情况下，牵引变流器安装在有动力的车厢中部。以车辆一位端为基准，牵引变流器位于车辆一位端侧的车体中部，处于非端部的左右中间车门（3、4号或5、6号门）之间、对应转向架轴的车体下部区域。牵引变流器工作时，其功率模块（通常为IGBT）产生的数百安培级脉冲电流，会形成富含开关频率谐波的强磁场。以走行风冷式牵引变流器为例，散热格栅是常规的目标位置。变流器内的功率模块在工作中产生大量热量，其附带的散热器与箱体上的格栅是直接的物理热通道。由于金属箱体对磁场有屏蔽和衰减作用，而格栅处的物理开口使得内部功率器件与电缆产生的漏磁场得以有效地辐射到外部。因此，将磁拾音器线圈贴近散热格栅附近进行扫描，通常能获得最强的信号。在扫描时，应优先关注格栅靠近箱体底部或侧后方的区域，因为根据常见布局，主功率母排和IGBT模块多安装于该侧。

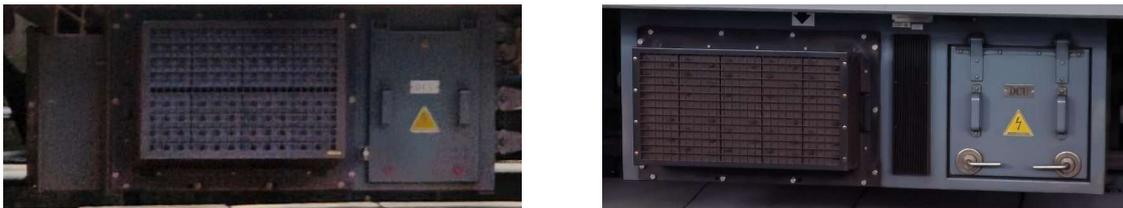


图 4-1 两种地铁列车的走行风冷式牵引变流器外观

当散热格栅信号不理想或无法接近时，应寻找牵引电机三相输出电缆。这根粗电缆直接连接变流器输出端与电机，承载着全部 PWM 脉冲电流，是其周围环形磁场的直接源头。信号强度与距离的平方成反比，因此应尽可能将线圈靠近电缆。最佳录音位置通常在电缆离开变流器箱体的出口处，或是在其路径上远离其他大型金属干扰体的位置。

在实际车厢中定位时，可使用视觉与听觉双重验证。视觉上，通过列车外观图，或在客室地板通过手机磁力计辅助，寻找磁场变化较大的部位。听觉上，连接耳机在通电状态下实时监听，缓慢移动线圈，寻找具有清晰、稳定、高频啸叫声特质的位置，其音调应随列车加速而同时变化。同时，应主动避开车厢内的辅助变流器、压缩机等干扰源，它们会产生频率特征迥异的噪声。若条件允许，使用手机频谱分析软件辅助观察，确认在数百至数千赫兹区间有清晰的变频变压谱线或谱带，这能最终验证位置的有效性。

附录 3 中给出了不同车型的动拖位置参考表。若不清楚录制车型的动车厢在哪几节，读者可根据表中的信息寻找动车厢。表格仅作参考，请以实际情况为准。

## 4.2 设备的布置与参数配置

取出磁拾音器后，需完成如下检查与连接：

- a. 硬件完整性检查：电感线圈的 4 针插座与连接线是否存在断裂、氧化，如果使用自制的线圈，需检查绕线是否整齐（松散绕线可能导致感应灵敏度下降）；
- b. 信号链路连接（关键步骤）：这是新手最易出错、导致无法正常录音的核心环节。

### 请严格遵循以下说明：

#### 1. 理解接口。

标准磁拾音器中用于输出原始音频的接口为 3.5mm TRRS<sup>1</sup> 四段式音频接口（接点定义：尖端-左声道，环 1-右声道，环 2-接地，基座-麦克风/信号线）。部分型号可能采用 TRS 三段式接口（接点定义：尖端-左/单声道信号，环-右声道/接地，基座-接地）。制造商有义务在产品规格中明确标注接口类型，请在选购时仔细核对。关于 TRS、TRRS 音频接口的图片如图 4-2 所示。

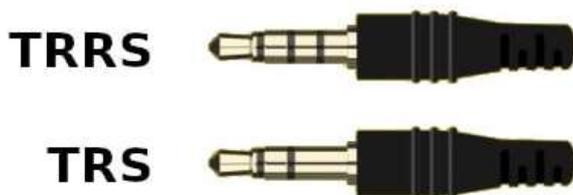


图 4-2 TRRS、TRS 两种音频接口的图片（公头）

#### 2. 选购专用线材。

若为了连接手机，您必须购买一条至少 2 米长的“3.5mm TRS/TRRS 公头 转 USB-C/Lighting 公头”的专用音频转接线（适用于安卓/苹果手机）或“3.5mm TRRS 公头 转 3.5mm TRS 公头”的音频线（适用于带麦克风输入口的电脑声卡）。严禁使用手机充电线或不匹配/有降噪功能的转接头和线材，它们因引脚定义不同或可能在线上 ADC 降噪预处理将导致信号无法传输或者极大降低音频质量。若为了连接 3.5mm 音频接口的设备，通常使用一条 3.5mm TRRS 公对公音频线即可。大多数专用录音设备的接口是 TRS 接口，如果您的输入设备没有 TRRS 接口，则必须购买一条 TRS 转 TRRS 公对公的音频线。

#### 3. 正确连接。

对于无 3.5mm 音频接口的手机，将磁拾音器的 3.5mm 音频输出口与另一端 3.5mm 模拟音频输入口或专用 3.5mm—Type-C 转接线的 TRS/TRRS 公头牢固连接（听到“咔哒”声），再将转接线的另一端接入录音设备的对应端口建立信号连接。对于带有 3.5mm 音频接口的录音机，则使用一条公对公的 3.5mm 音频线连接磁拾音器的 3.5mm 音频输出口即可建立连接。常用的音

<sup>1</sup> 关于 CTIA 与 OMTP 标准的说明：TRRS 接口存在两种广泛存在的引脚标准：CTIA（左-右-地-麦）与 OMTP（左-右-麦-地）。区别在于后两个接点（接地 GND 与麦克风 MIC）的顺序互换。大部分磁拾音器采用 CTIA 标准，若误用为 OMTP 标准设计的线材（常见于部分老旧耳机），将无法建立信号回路，导致不能录音。连接前，请务必确认线材标准与设备匹配。

频传输线品牌有秋叶原等。这类音频传输线能保证较好的音频质量。若录音设备无声或仅有微弱杂音，或者听到大幅降噪后的声音，90%以上的原因是使用了错误的线材。请立即检查线材型号，并更换为上述专用转接线。

录音设备参数设置应遵循“高保真、抗失真”原则。录音应采用 WAV 等无损格式（比特率 $\geq 16\text{bit}$ ，采样率 $\geq 48\text{kHz}$ ），避免 mp3、m4a 等有损压缩格式导致高频信号丢失或失真。放大倍率调节：根据车型预设初始值（如干扰大的列车可设为 20 倍以上），通过试录监听调整。若波形峰值电平超过 -3dB（软件刻度），需降低倍率防止削波失真。若波形整体低于 -20dB，需大幅提高倍率以凸显微弱漏磁信号。

### 4.3 录制过程的关键控制节点

列车关门提示音结束后，立即启动录音。确保完整捕捉牵引变流器启动瞬间的初始调制信号（如 CRH3A-A 在 0-7km/h 的 300Hz 异步调制载波频率），这是分析变流器启动逻辑的关键数据。亦方便后续降噪时提供噪声样本。

录制中需重点关注三个动态阶段：

- a. 加速阶段：保持设备静置，因列车加速时牵引变流器处于变频调制状态（如 CRH3A-A 在 7-25km/h 区间载波频率从 300Hz 线性升至 450Hz 及其较高速度的同步调制变频），移动设备会引入摩擦噪声，掩盖频率爬升的细节特征；
- b. 匀速阶段：监测信号稳定性。若信号出现突发高频爆音，可能为外部电气干扰（如过相电弧、浪涌电流）。若信号呈现规律性背景噪声后突然调制比下降、规律衰减至本底噪声，对应手柄回零、牵引系统断电。若信号在正常规律中整体完全静默或跳变，则可能是磁拾音器接触不良或变流器触发短时保护。
- c. 减速与停车阶段：列车停稳后持续录制至少 3 秒，因变流器在制动完全施加后仍会输出微弱的待机信号才能切断。

### 4.4 禁忌场景与干扰规避

高压接触网、钢轨及其旁侧的供电设备（如变压器、回流线）构成了一个高强度、宽频带的工频干扰场。该场以 50Hz 或 60Hz 的基波及其整数次谐波（如 100Hz、150Hz、300Hz 等）为主要能量分布，形成了一个覆盖从极低频到数千赫兹的连续背景噪声。而牵引变流器所产生的目标调制信号，其能量通常集中于数百至数千赫兹的特定窄带内。在强工频干扰下，目标信号的微弱电压变化将被完全掩盖，信噪比急剧下降。即便在后期采用数字滤波处理，由于干扰幅度可能远高于信号本身，且频带存在重叠，彻底分离出纯净的目标信号在实践中几乎无法实现。

同时，根据电磁场理论，牵引变流器漏磁通的强度随距离增加呈近似指数规律衰减。当录制距离超过一定范围（例如数米），到达传感线圈的磁通密度已降至极低水平，其感应出的电压信号可能仅为微伏级甚至更低，与电路本身固有的热噪声、1/f 噪声水平相当。此时，信号不仅微弱，而且因其不连续性，在时域上与背景噪声难以区分，使得可靠捕捉与稳定记录变得异常困难。

必须承认，在极少数特定条件下，例如在机车后第一节车厢利用超高增益设备并辅以精确

的定向拾取，可能成功录得可用信号。这类实践通常依赖于远超出常规需求的放大倍数（数万倍以上）、对线圈轴向与场强分布的精确控制，以及对周围干扰源空间位置的深刻理解。然而，此类操作的成功极大程度上依赖于设备极限性能、操作者的瞬时判断乃至环境偶然性，本质上是在对抗信号衰减与干扰的基本物理极限。其成果往往缺乏可重复性与普适性，所获信号的信噪比、稳定性与一致性通常显著低于在变流器正下方或车体内部获得的近场录音。

因此，对于绝大多数应用场景与操作者而言，上述区域应被视为需要严格规避的禁忌场景。为了获得清晰、稳定、可重复分析的电磁录音，最有效且可靠的操作原则始终是：最大限度地缩短牵引变流器的物理距离，同时主动远离任何已知的强干扰场（如高压供电设施）。

## 4.5 后期处理

### 音频处理

录音导入电脑后，采用“降噪-增益-剪辑”三步法则处理数据。

**噪声消除：**在 Adobe Audition 中选取列车启动前的纯噪声片段（约为总音频长度的 1%~3%）作为噪声样本，区间越长越应提早开始录音。通过“效果 > 降噪 / 恢复 > 降噪（处理）”功能，依据不同环境的干扰情况，去除环境基底噪声；

**信号均衡：**使用增幅工具提升音频响度，并使用强制限幅工具将峰值控制在 -3dB 以内。

**片段筛选：**保留加速、匀速、减速阶段的连续完整信号，最终导出为与视频工程匹配的格式（如 48kHz 采样率的 WAV 文件）。中间长期匀速部分可酌情考虑是否删除。适当在录音开头增加 3 秒钟的静音。

### 视频处理

**信号可视化与记录：**在降噪处理后，使用 Wavetone 或 Sonic Visualizer 生成频谱图，并使用录屏软件记录这些视觉内容的连续回放过程，同时捕捉完整的音频。同时，使用工具如 Corrscope 输出波形图，以获得动态波形显示。

**编辑软件中的素材整合：**将录制的频谱视频、波形视频和降噪后音频导入视频编辑软件。将所有素材的时间轴精确到帧对齐，以确保音频播放与视觉变化的同步，然后修剪冗余无输出的片段，以简化内容。

**增强与发布：**添加文本注释。视频开头应记录的内容通常包括记录区间（通常位于两个车站之间，或者是一段完整的加速和减速过程）、车厢号。展示电磁录音的章节中，最重要的文本是特定部分的调制分析。完成后，将视频以合适的格式导出，制作封面（通常为录制列车的外观图片），并发布至视频平台。

## 注意！

若录制过程中遭遇随车工作人员询问，请配合其完成必要的设备检查，并第一时间说明录制目的为“列车电机声音的个人爱好研究”。如需拆开设备应对检查，请确保接下来的行为符合磁拾音器制造商提供的用户条款，避免引起不必要的误会或麻烦。

录制过程中严禁触碰列车带电设备或影响列车正常运行。

## 附录 1 部分车型的电机驱动程序参考

表附-1 CRH3A-A 的牵引逆变器驱动程序（纵横机电 TKD501A/B）

速度范围 (km/h)	调制类型	载波频率/调制方式
0-7	异步调制	300Hz
7-25		300-450Hz ↑
25-40		450Hz
40-50	同步调制	同步 11 分频 (CHM-0 折角)
50-62		同步 9 分频 (CHM-1 折角)
62-72		同步 7 分频 (CHM-1 折角)
72-105		同步 5 分频 (CHM-1 折角)
105-120		同步 3 分频 (CHM-1 折角)
120-max		方波

表附-2 CR400AF 的牵引逆变器驱动程序（中车时代电气 tPower-TI3）

速度范围 (km/h)	调制类型	载波频率/调制方式
0-60	异步调制	458Hz 随机载波
60-110	DTC (直接转矩控制)	六边形磁链直接转矩控制
110-120	同步调制	同步 7 分频 (中间 60 度)
120-135		同步 5 分频 (中间 60 度)
135-170		同步 3 分频 (中间 60 度)
170-max		方波

表附-3 上海地铁 1 号线 01A05 的牵引逆变器驱动程序（阿尔斯通 ONIX1500 系列）

速度范围 (km/h)	调制类型	载波频率/调制方式
0-10	异步调制	300Hz
10-17	同步调制	同步 21 分频
17-25		同步 15 分频
25-37		同步 11 分频 (SHE)
37-41		同步 7 分频 (SHE)
41-47		同步 5 分频 (SHE)
47-53		广域同步 3 分频
53-max		方波

## 附录 2 中英文术语和缩写对照表

## A

中文	English	缩写/Abbreviation
交变电流	Alternating Current	AC
数模转换器	Analog to Digital Converter	ADC
异步调制	Asynchronous Modulation	Async
自动列车运行系统	Automatic Train Operation	ATO
自动列车保护系统	Automatic Train Protection	ATP
自动列车监控系统	Automatic Train Supervision	ATS
辅助变流器	Auxiliary Converter	—
辅助电源	Auxiliary Power Supply	APS

## C

中文	English	缩写/Abbreviation
架空接触网	Catenary	—
斩波器	Chopper	—
线圈	Coil	—
通讯式列车控制	Communication-Based Train Control	CBTC
电流谐波最小脉冲宽度调制	Current Harmonic Minimum Pulse-Width Modulation	CHMPWM

## D

中文	English	缩写/Abbreviation
数模转换器	Digital to Analog Converter	DAC
双极性	Dipolar	—
直接转矩控制	Direct Torque Control	DTC
直接自控制	Direct Self Control	DSC
数字信号处理	Digital Signal Processing	DSP
非连续脉宽调制	Discontinuous Pulse-Width Modulation	DPWM

## F

中文	English	缩写/Abbreviation
快速傅里叶变换	Fast Fourier Transform	FFT
磁场定向控制	Field-Oriented Control	FOC
频率	Frequency	$f$
基频	Fundamental Frequency	—

## G

中文	English	缩写/Abbreviation
门极可关断晶闸管	Gate Turn-Off Thyristor	GTO

## H

中文	English	缩写/Abbreviation
谐波	Harmonics	---
高频注入	High-Frequency Injection	HFI
高压隔离开关	High-Voltage Disconnecter	HVD
高压电流互感器	High-Voltage Transformer	HVPT
滞环	Hysteresis	---

## I

中文	English	缩写/Abbreviation
绝缘栅双极晶体管	Insulated Gate Bipolar Transistor	IGBT
变流器/逆变器	Inverter	---
电感器	Inductor	---
电感量	Inductance	---

## M

中文	English	缩写/Abbreviation
主断路器	Main Circuit Breaker	MCB
金属氧化物半导体场效应管	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	MOSFET
调制	Modulation	---
电动机调制度	Modulation Index	---
电动机	Motor	---

## O

中文	English	缩写/Abbreviation
运算放大器	Operational Amplifier	---
架空接触网	Overhead Line	OHE

## P

中文	English	缩写/Abbreviation
受电弓	Pantograph	---
永磁同步电机	Permanent Magnet Synchronous Motor	PMSM

续表

相位	Phase	---
----	-------	-----

脉冲	Pulse	---
脉冲宽度调制	Pulse With Modulation	PWM

## R

中文	English	缩写/Abbreviation
整流器	Rectifier	---
电阻	Resistance	---
纹波	Ripple	---
转子	Rotor	---

## S

中文	English	缩写/Abbreviation
采样率	Sampling Rate	---
碳化硅金属氧化物 半导体场效应管	SiC Carborundum Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	SiC-MOSFET
可控硅晶闸管	Silicon Controllable Rectifier	SCR
半导体	Semiconductor	---
传感器	Sensor	---
特定谐波	Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation	SHEPWM
信号	Signal	---
信噪比	Signal-Noise Ratio	SNR
正弦脉宽调制	Sinusoidal Pulse Width Modulation	SPWM
空间矢量脉宽调制	Space Vector Pulse Width Modulation	SVPWM
频谱	Spectrum	---
鼠笼式异步感应电 机	Squirrel Cage Induction Motor	SCIM
开关频率	Switching Frequency	---
同步调制	Synchronous Modulation	---

## T

中文	English	缩写/Abbreviation
总谐波失真	Total Harmonic Distortion	---
转矩	Torque	---
牵引变流器	Traction Converter	---
晶体管	Transistor	---
三极电子管	Triode	---

## U

中文	English	缩写/Abbreviation
单极性	Unipolar	—

## V

中文	English	缩写/Abbreviation
可变电压可变频率/ 变频调速系统	Variable Voltage Variable Frequency	VVVF
变频器	Variable Frequency Drive	VFD
电压	Voltage	—

## W

中文	English	缩写/Abbreviation
波形	Waveform	—

### 附录 3 常见车型的编组动力分配表

由于地铁列车车型众多，年代差异和标准不一，全国情况繁多。为便于查阅，本表进行了高度简化，仅列出在中国大陆运营的最具代表性的编组模式。实际运营中，可能存在因扩编、解编、车辆重联或改造而产生的不同配置。

重要提示：在实际应用时，请务必结合现场观察与官方信息进行核实。编者及文档发布方不对因直接采用此表信息而导致的任何偏差或问题负责。

详情请查阅 [www.mhri.com](http://www.mhri.com) 的电磁录音位置栏目，或扫描封底二维码访问。

表附-4 中国常见地铁列车的编组动力分配表

类型或命名	动力分配
8 辆 A 型	=Tc-Mp-M-M+M-M-Mp-Tc=
8 辆 B 型	=Tc-Mp-M-M+Mp-M-Mp-Tc=
6 辆 A 型	=Tc-Mp-M+M-Mp-Tc=
6 辆 As 型	=TMc-Mp-M+M-Mp-TMc=
6 辆 B 型	=Tc-Mp-M+M-Mp-Tc=
4 辆 A 型	TMc+Mp+Mp+TMc (灵活编组)
上海市域 D 型 4 辆	Tc-Mp-Mp-Tc
上海市域 D 型 8 辆	Mc-M-Tp-M+M-Tp-M-Mc
广州市域 D 型	Mc-Tp-M-M+M-M-Tp-Mc
所有 L 型	全动车，编组多样

表附-5 中国干线高铁列车的编组动力分配表

型号	动力分配
8 辆编组中国标准动车组	Tc-M-Tp-M+M-Tp-M-Tc
16 辆编组中国标准动车组	Tc-M-Tp-M+M-Tp-M-T+T-M-Tp-M+M-Tp-M-Tc
17 辆编组中国标准动车组	Tc-M-Tp-M+M-Tp-M-T+T-M-Tp-M+M-Tp-M-T-Tc
8 辆 CRH1-200	Mc-Tp-M-T-M-M-Tp-Mc
16 辆 CRH1-200	Mc-Tp-M-T+M-M-Tp-M+M-Tp-M-T+M-M-Tp-Mc
8 辆 CRH1-250	Mc-Tp-M-M-T-M-Tp-Mc

16 辆 CRH1-250	Mc-Tp-M-M+Tp-M-T-M+M-T-M-Tp+M-M-Tp-Mc
8 辆 CRH2 系	Tc-M-M-Tp+T-Mp-M-Tc
16 辆 CRH2 系	Tc-M-M-Tp+T-M-M-T+T-M-M-T+Tp-M-M-Tc
CRH2C	Tc-M-M-Mp+M-Mp-M-Tc
CRH380A	
CRH3A	
CRH3C	
CRH380B	Mc-Tp-M-T+T-M-Tp-Mc
CRH380D	
CRH380AL	Tc-M-M-M+Mp-M-M-M+M-M-M-M+Mp-M-M-Tc
CRH380BL	Mc-Tp-M-T+T-M-Tp-M+M-Tp-M-T+T-M-Tp-M+Mc
CRH380CL	

表附-6 中国铁路标准城际铁路列车的编组动力分配表

型号	动力分配
CRH3A-A	Mc-Tp-Tp-Mc
CJ6(长沙)	
CRH6A	Tc-M-M-Tp+T-Mp-M-Tc
CRH6A-A	Tc-Mp-Mp-Tc
CRH6F	Tc-M-Tp-M+M-Tp-M-Tc
CRH6F-A	Tc-Mp-Mp-Tc

注：1. M-动力车中间车；T-无动力车中间车；Mc-带司机室动力车；Tc-带司机室无动力车；Mp-带受电弓的动力车中间车；Tp-带受电弓的无动力车中间车；TMc-前转向架无动力，后转向架有动力且带司机室的半动力车。

2. 连接形式中，“-”代表半永久牵引杆，“+”代表动力单元分界点，“=”代表该车头安装了无电气连接的车钩。

3. 使用第三轨供电的列车无受电弓，动力车任何转向架均可能安装集电靴，故此略。

## 参考资料

- [1] 周明磊,王琛琛,游小杰,等.轨道交通牵引逆变器调制策略性能比较[J]. 中国电机工程学报, 2022,42(10):3763-3775.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.210530.
- [2] 于炳海,姜磊,刘苏,等.动车组逆变器 CHMPWM 调制技术的应用分析[J]. 铁道车辆, 2024,62(03):38-42.
- [3] 李示威.大功率牵引逆变器低谐波优化同步调制策略研究[D]. 天津工业大学, 2023.DOI:10.27357/d.cnki.gtgyu.2023.000302.
- [4] 麻骁.HXD1C 型电力机车牵引变流器电气原理及重点故障分析处理[D]. 中国铁道科学研究院, 2019.
- [5] 丁宇.和谐电力机车牵引电机直接转矩控制方法研究[D]. 兰州交通大学, 2021.DOI:10.27205/d.cnki.gltec.2021.001173.
- [6] 刘鹏辉.B2 型地铁列车直接转矩控制方法研究[D]. 兰州交通大学, 2022.DOI:10.27205/d.cnki.gltec.2022.001192.
- [7] 倪大成,年晓红,刘可安.十八边形磁链直接转矩控制算法设计及实现[J]. 铁道学报, 2008,(02):28-33.
- [8] Andreas Steimel.Direct Self-Control and Synchronous Pulse Techniques for High-Power Traction Inverters in Comparison[J]. IEEE Transactions On Industrial Electronics, VOL. 51, NO. 4, 2004.

# 版本历史

## Rev 1.7 – Tue Feb 1 2026 UTC 18:21 [Patch]

1. 在《发展历史》中，补充发展历史记载并分节。
2. 在《发展历史》中，考虑到排版、美观性和纸质版用户需求，所有的用户 UID 名和超链接均已删去。
3. 统一将“方正黑体简体”和“Arial”替换为“HarmonyOS Sans”以减少字体封装复杂度并提高美观性。
4. 在《调制分析》3.3 节中，删除无关冗余的公式。
5. 在《调制分析》3.4 节中，将 3.4.1 中的波形图移动到 3.4.2。
6. 在《操作指南》4.2 节中，新增了 TRS 和 TRRS 音频接口的图片。
7. 在《操作指南》中，重写了 4.4 的内容。
8. 调整所有表格的设计。
9. 新增章节导读，提高读者区分度。
10. 新增附录《常见车型的编组动力分配表》。

## Rev 1.6 – Tue Jan 6 2026 UTC 16:00 [Update]

1. 更改标题为电机电磁录音与磁拾音器技术。
2. 调整字体大小便于印制和阅读。
3. 封面重新设计。
4. 新增引用文献。
5. 新增直接转矩控制 (DTC) 一节。

## Rev 1.5 – Sat Jan 3 2026 UTC 09:03 [Update]

1. 更改封面，优化文档大小以便于分发。
2. 修正了第三章第四节的严重学术错误。
3. 将文档编号统一为 X.X 格式以便于查阅。
4. 优化排版，便于查阅。

## Rev 1.4 – Sat Dec 8 2025 UTC 01:00 [Update]

1. 大幅新增第三章中三电平的有关表述，补充调制度、载波和基波的概念。
2. 修改前言，增加封底。
3. 修复打印时可能导致的装订线和排版错误、页码位置。

## Rev 1.3b – Sat Dec 6 2025 UTC 16:30 [Patch]

1. 修改个别词语消除歧义。
2. 新增中英文术语对照表。

## Rev 1.3a – Fri Dec 5 2025 UTC 17:30 [Patch]

1. 为第三章增加波形示例配图。
2. 新增关于 TRRS 标准的注释。
3. 简化第二章中的冗长文本。

## Rev 1.3 – Thu Dec 4 2025 UTC 18:23 [Update]

1. 改写并强化了产业形态总结，突出了虚拟化协作与平台化尝试的核心矛盾。
2. 大幅增补了异步调制、同步调制技术原理与对比分析。
3. 在操作方法中特别强调并扩充了 3.5mm 接口转接线的关键作用与选购要求。
4. 在禁忌场景论述中加入“车外第一节车厢超高倍率录制”的极限案

例并阐明其性质。

5. 全文统一并优化了部分术语表述和逻辑衔接。
6. 新增交互式目录。

## Rev 1.2 – Fri July 25 2025 UTC 05:50 [Update]

1. 修正了可能存在的歧义和知识性错误。
2. 发展历史中新增磁拾音器研究所和部分开发者的标志性事件。
3. 修正机翻可能导致的用词错误。
4. 新增了一些必要的细节。
5. 调整排版。

## Rev 1.1 – Mon Jul 21 2025 UTC 16:53 [Update]

1. 将文档性质更改为“蓝皮书”。
2. 进行一些必要的缩写处理，以便表述和阅读。
3. 新增了第三章，主要讲述了分析相关内容。
4. 分点内容适当缩进。
5. 适当增删冗余内容。

## Rev 1.0 – Fri Jul 18 2025 UTC 16:46 [Initial Release]

《电机电磁线圈感应录音及其分析技术白皮书》是磁拾音器研究所出品的第一篇磁拾音器技术及运用技术类文章 (Rev 1.0)，首次发布于 2025 年 7 月 18 日，依托研究所成员的经验，系统归纳和汇总磁拾音器技术的起源-原理-操作全链路。文章涵盖技术发展历史、核心原理与基础操作方法。文档包含英语版本。

技术蓝皮书 Rev1.7

# 电机电磁录音与 磁拾音器技术

## Electromagnetic Recording for 3-Phase AC Motor And MoHa-Radio Technology (Technical Blue Book)

MH-DOC-002  
2026 年 2 月



磁拾音器研究所知识委员会  
MoHa-Radio Research Institute Knowledge Committee

QQ 交流群



官方网站



磁拾音器研究所知识委员会 编著