arXiv:2602.10681v1 [physics.atom-ph] 11 Feb 2026

行波斯塔克减速器的高压发生系统

Lucas van Sloten、Leo Huisman 和 Steven Hoekstra*Van Swinderen*粒子物理与引力研究所、格罗宁根大学，荷兰；*Nikhef* 国家亚原子物理研究所，阿姆斯特丹，荷兰（日期：2026年2月12日）

摘要

本文介绍了我们为行波斯塔克减速器（TWSD）开发的高压发生系统。TWSD 可将氟化锶（SrF）和一氟化钡（BaF）等重型中性极性分子分子束的前向速度从 $\sim$ 200 米/秒降至 $\sim$ 6米/秒。开发这一装置的主要动机，是提高对减速后分子进行精密光谱测量的灵敏度，以检验基础物理学。该高压发生系统可产生八路脉冲正弦波形，最大幅度为 10 千伏，并在 40 毫秒内以 10 Hz 的重复频率将频率从 16.7 kHz 线性扫描至 500赫兹。这八路波形彼此相差 45 度相位。为了减慢这些重分子，减速器需要达到 $\sim$ 4米的长度，因此相邻通道之间会产生显著的 $\sim$ 160 pF电容耦合。因此，波形的控制与稳定性面临着格外严峻的挑战。我们设计了一种方法，用于补偿八个通道之间的频率相关耦合。在频率扫描期间，该方法可使幅度和相位偏移相对于设计值的偏差分别不超过 1% 和 2 度。无论在稳定性、输出电压幅值、成本还是维护便利性方面，该系统都优于市售方案。这种方法也适用于其他需要精确控制高压波形的领域，例如粒子加速器物理学、等离子体物理学和质谱学 [1][2][3]。

I. 引言

A. 斯塔克减速器

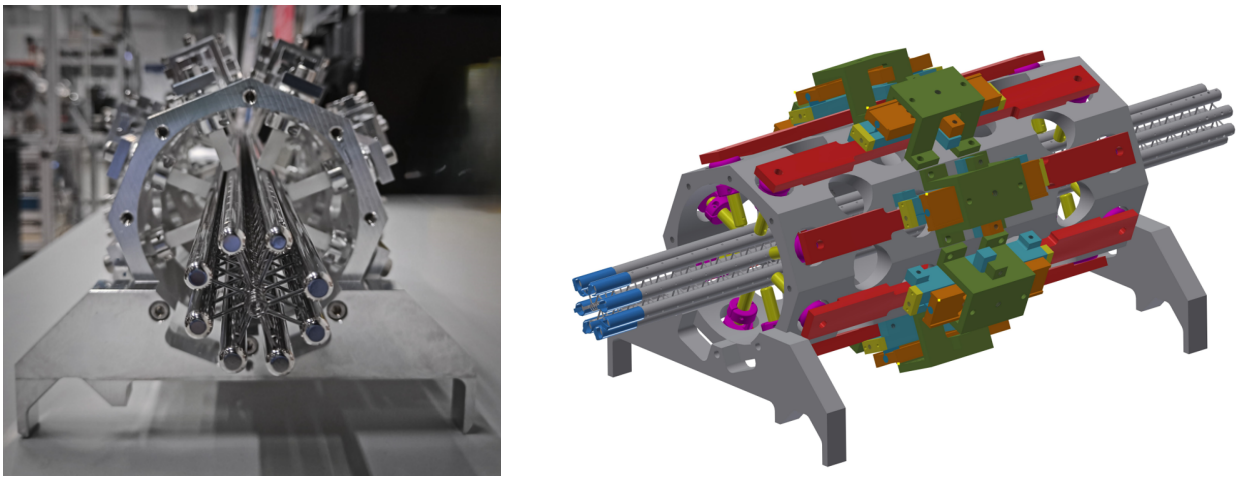
制备慢速分子束有助于开展检验基础物理学的高精度实验 [4] [5]。斯塔克减速器利用装置内电场引起的分子斯塔克位移 [6]。这一过程适用于处于所谓低场寻求态的分子，这种状态的分子在电场强度较低的区域具有能量极小值。通过产生局部电场极小值，可以利用电场控制分子。为产生所需电场，需对相邻电极施加高电压。减速器主要有两种几何结构。传统方案采用一种称为脉冲针式斯塔克减速（PPSD）的交叉针电极几何结构。在这种方案中，使用高压开关向针电极施加两种电压配置。尽管利用市售《电子学》设备即可较容易地实现 PPSD，但其分子损失问题已有充分记录 [7] [8]。第二种方案称为行波斯塔克减速（TWSD），它采用一系列环形电极，分子束从中穿过 [9][10][11][12]。向环形电极施加高压正弦波形即可形成势阱。这些势阱以由所施加波形频率决定的速度沿纵向穿过减速器。随着分子穿过减速器，逐步降低高压波形的频率，可大幅降低分子束的纵向速度，甚至使分子完全停止。虽然 TWSD 本质上比 PPSD 更稳定，但仍会发生分子损失。TWSD 的一种损耗机制源于阱中心附近向不可俘获量子态的非绝热跃迁，这是因为这些态在低电场强度下存在简并 [13]。此外，对高压源的要求也显著更高。精确控制波形参数对于有效减速和抑制分子损失至关重要。本文介绍了这种高压源的开发过程。我们的应用有一个特别之处，即减速器所需的长度。为了减慢相对较重的氟化钡分子，减速器需要长达 3 至 4.5 米（具体取决于初速度、电压幅值和分子态 [14]）。与较短的减速器相比 [11], ，这会导致

相邻通道之间存在显著的电容耦合，整体容性负载也很大。因此，波形的控制与稳定面临更大的挑战。

本文讨论了用于驱动 TWSD 的高压源的开发。文章结构如下：第（I B）节概述减速器设计；随后，第（I C）节介绍高压波形生成的各种方法。第（II）节详述电压源的要求，第（III）节概述实验装置。第（IV）节详细介绍具体实现，包括波形生成（第 IV A 节）、音频放大器（第 IV B 节）、定制变压器的开发（第 IV C 节）以及反馈系统（第 IV D 节）。主要结果见第（V）节：首先介绍变压器性能（第 V A 节），然后介绍 1 千伏下的波形优化以及电压提升至 5千伏的情况（第 V B 节）。第（V C）节评估波形保真度，第（V D）节介绍 10 千伏下的运行结果。第（VI）节讨论结果和系统限制。最后，第（VII）节总结主要结论并展望未来。

B. 减速器的机械设计

该减速器的设计与 Meek等人 [11] 使用的装置非常相似。减速器由八组环形电极组成，内半径为 2 mm，由直径 0.6 mm 的钽丝制成。相邻环之间的中心距为 1.5 mm。每组环都连接到一根厚 8 mm 的不锈钢杆上，这些杆按八边形配置安装，如图 1 所示。减速器采用模块化设计，每个模块长 504 mm，包含 336 个环形电极。Meek等人 描述的减速器由一个垂直安装的模块组成，而本研究描述的减速器由六个水平放置的模块组成，总长 3024 mm，共有 2016 个环形电极。这些模块安装在真空腔内的一条导轨上，该真空腔构成减速器的主体。导轨确保所有模块在横向上正确对齐。每根杆及其连接的一组环都可以通过调节螺钉在各个模块中单独调整。各模块通过安装在每根杆末端的弹簧加载铜套相互连接。



(a) (b)

图1：(a) 一个减速器模块正视图的照片。(b) 该模块的等轴侧视图，显示用于固定和对齐电极杆的安装结构。

通过向其中一根杆施加直流电压，并测量流向相邻杆和地的电流，分别测试每个模块的高压性能。串联一个 50 MΩ电阻器以限制电流，从而防止可能发生的放电造成损坏。如果所有杆上的电流都较小（$\sim \mu A$）且稳定，则认为该模块合格。否则，可以施加略低于电流变得不稳定或过大的电压幅值，对模块进行处理。施加该电压数分钟后，可根据性能问题的成因改善模块性能。对于幅度为 10 千伏、相对于相邻通道相位偏移 45 度的正弦波形，任意两根相邻杆之间的最大电势差为 7.7 kV。为确保安全运行，每个模块在出现较大或不稳定电流之前，应能承受相邻杆之间至少 8 kV 的电压。

大量彼此靠近的环导致相邻通道之间产生显著的电容。此外，安装结构和真空腔还会在各通道与地之间引入电容。图2展示了减速器的等效电路。

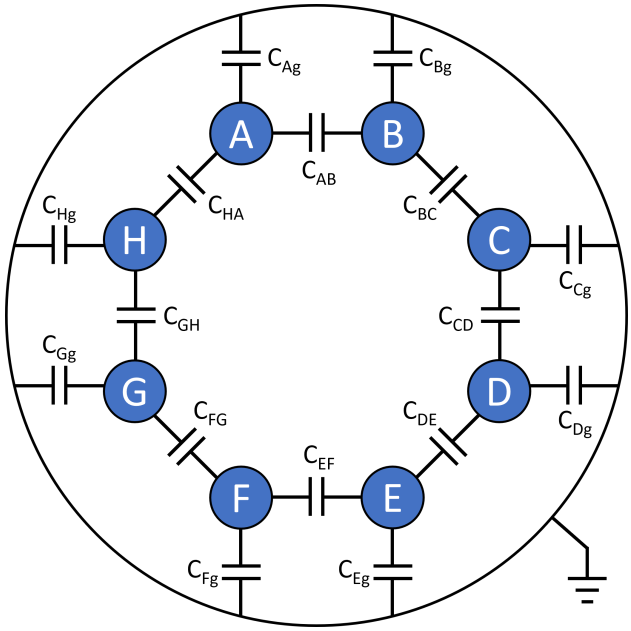


图2：减速器的等效电路。杆标记为 A 至 H。对于一台长 4.5 m 的减速器，每对相邻通道之间的电容确定为 ~ 160pF，各通道与地之间的电容为 ~ 57pF [15]。

电压源所承受的有效负载由减速器的电容造成，对于一台长 4.5 米的减速器，该负载估计为 ~ 151 pF。

由于相邻通道之间存在电容耦合，施加到一个通道上的任何电压变化都会影响所有其他通道上的电压。这使得精确控制八个波形颇具挑战性。为克服这些困难，我们开发了一套反馈系统，详见第（IV D）节。减速器采用模块化设计，因此其长度可以调整。高压源的设计适用于最长为 4.5 米的减速器，但本研究所述的测量是在由六个模块组成、长 3 米的配置下进行的。这使电容降低了 $2/3$ 倍，令相邻通道之间的电容为 107 pF，有效容性负载为 101 pF。不过，如第（V D）节所述，我们也在 200 pF 的假负载上进行了单通道测试。

C. 高电压波形生成方案

TWSD 运行所需高压波形的生成通常通过高压放大器实现（如 Fitch 等人 [16], 的研究），或采用变压器。高压放大器在电子结构上较为复杂，但通常带宽更大，并且可以通过向电极施加直流电压，使分子完全静止。相比之下，变压器的带宽通常有限，无法使分子完全静止。不过，变压器是一种相对廉价的替代方案，并已成功用于减速分子。Meek 等人 [11], 的研究就展示了这一点：一氧化碳分子的速度由 300 m/s 降至 180 m/s。

本文所述减速器此前已用于将处于N=1 转动态的SrF分子从190 m/s减速至完全静止，如 Aggarwal 等人 [17] 所述；并在 [18], 中使用定制的Trek高压放大器（型号PD10039），将处于N=1 态的氟化钡从200 m/s减速至150 m/s。因此，这些放大器的性能被用作评估当前基于变压器的系统性能的基准。Trek放大器以及Meek 等人 和Fitch 等人 所用系统的主要规格见表1。实现最大阱深所需的电压取决于具体分子、其量子态以及减速器的几何结构。对于处于N=1 态的氟化钡，该电压约为5千伏。更高的电压会使该态分子跃迁至高场寻求态，从而导致捕获体积减小。然而，在N=2 态中，该最大值约为10 千伏，从而能够形成更深的势阱。这显著提高了减速器的相空间接受度，使分子[18]的数量增加 ~ 4 倍。改用基于变压器的系统，是为了能够达到这一更高电压，并减少对外部供应商的依赖，因为这使关键组件能够在内部制造。

表 I：Trek 放大器、本文的基于变压器的系统、Meek 等人使用的系统，以及Fitch等人使用的系统的主要规格。

	Meek 等人 [11]	Fitch 等人 [16]	Trek 放大器 [15]	本文系统
Type	变压器式	固态放大器	固态放大器	变压器式
最大输出电压	± 10 千伏	± 10 kV	± 5 kV	± 10 kV
最大输出电流	未指定	± 1.5 A	± 500 毫安	± 250 毫安
最低频率	12千赫兹	0 Hz	0 Hz	500赫兹
最高频率	30 kHz	30 kHz	30 kHz	20 kHz
电压增益	250 V/V	12000 V/V	1000 V/V	100 V/V
总谐波失真	未指定	$< 1.4\%$[a]	$< 2\%$[b]	$< 0.25\%$[c]

[a] 在500 pF负载下以10千赫兹测量。[b]在28.75千赫兹下测定。[c] 在3米长的减速器上以5千伏、10千赫兹测量。

II. 系统要求

目标是在151 pF的容性负载上产生八个通道的脉冲正弦波形，电压幅值最高达10 千伏，相邻通道之间的相位偏移为45度。波形频率在40 ms内从16.7 kHz线性扫描至2.5 kHz，重复频率为10赫兹。初始频率由分子离开两级低温缓冲气体源时的纵向速度决定，对应于约200 m/s。扫描结束时的频率由所需的末端速度决定，对应于约30 m/s。这一最终速度非常适合NL-eEDM实验 [4]中使用的相互作用区。通过进一步向下扫描至更低的 ~ 800 赫兹频率，可以获得允许直接装载到电阱或光阱中的最终束流速度 [19]。脉冲持续时间由平均速度和减速器的长度决定。波形在脉冲开始和结束时分别具有线性上升沿和下降沿时段，以防止因电容效应产生电流尖峰。这些渐增时段和下降沿时段通常选择为总脉冲长度的1%。图3展示了单个理想波形的示意图。

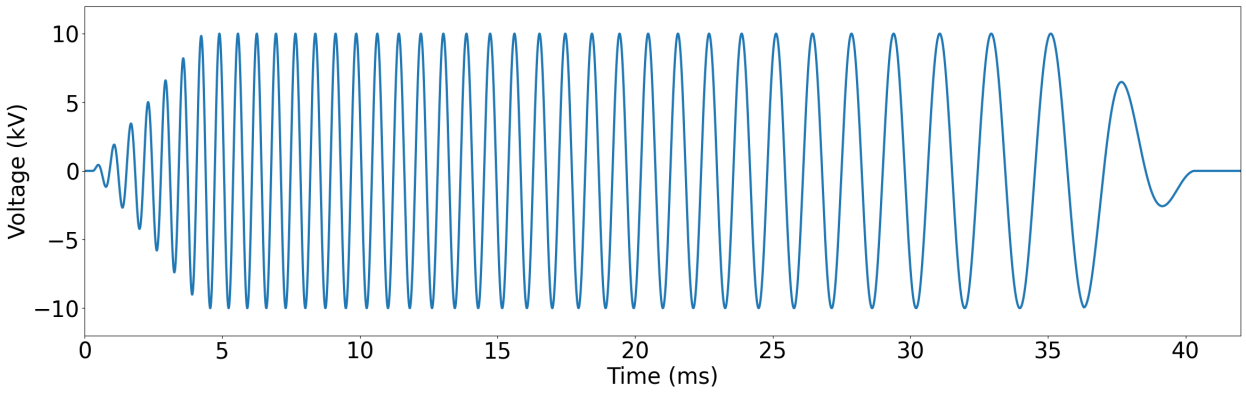


图 3：单个最优输出波形示意图。为便于说明，频率降低了 10 倍，渐增和渐减时间均设为 10%。

精确控制这八个高压波形，对于有效减速并最大限度减少分子损失至关重要。非理想波形和环错位会导致阱电势失真。尽管此前相关研究提供了一些见解，但要定量分析这些失真造成的分子损失仍颇具挑战 [15][18][20][21]。由此可得，在相关电压幅值和频率范围内，总谐波失真（THD）低于 2% 即已足够。为进一步研究波形缺陷的影响，我们将使用测得的高压波形作为输入进行仿真。截至撰写本文时，所需的具体容差尚不明确；不过，预计幅度偏差小于 1%，且相位差在目标值的 2 度以内，不会造成显著的分子损失，因此将这些数值设为目标。

III. 设计概述

电子设备的一个关键目标是能够减速处于 N=2 转动态的氟化钡，同时兼顾与其他可能感兴趣的分子种类（如氢氧化钡单分子（BaOH））的兼容性 [22]。对于我们的减速器几何结构，处于 N=2 转动态的氟化钡在电压幅值为 10 千伏时可达到最大阱深。为产生这一电压，我们采用基于变压器的方法。八个波形由任意波形发生器（AWG）生成。这些低功率信号作为八台音频放大器的输入，每台放大器都能向其连接的变压器提供最高 3000 W 的峰值功率。每台音频放大器与变压器之间都接入一个电阻器，以确保放大器正常工作。为补偿系统的频率相关响应，我们采用了反馈系统。通过对任意波形发生器生成的波形进行预失真，可以补偿系统造成的不必要失真。图 4 展示了实验装置的示意图。下文将进一步介绍该装置。

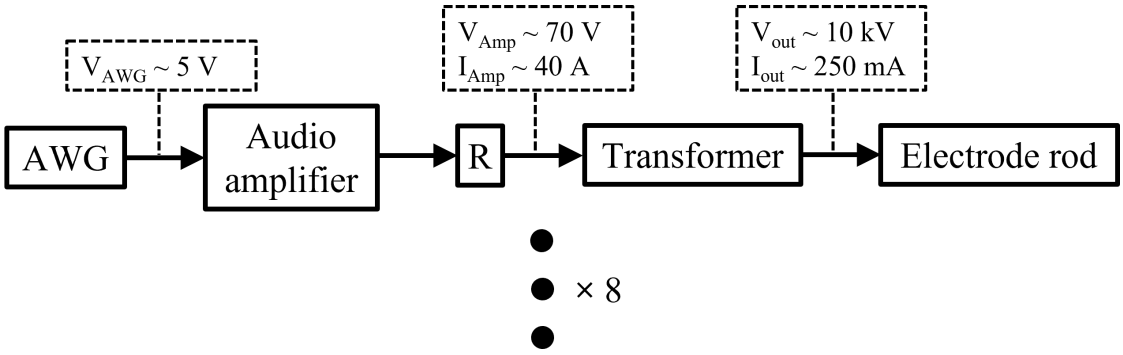


图 4：装置的示意图。该序列对每个通道重复执行。虚线框显示了在起始频率为 16.7 kHz、使用 10 千伏电压下 200 pF 的测试负载时，装置中相应位置的电压和电流幅度近似值。为清晰起见，图中未显示相邻通道之间以及每个通道与地之间的电容耦合。

IV. 实验方法

A. 波形生成

使用两台 Moku Pro 设备 [23], 生成并测量这八个波形，每台设备均配备四个输入通道和四个输出通道。在本实验中，这些多用途设备既用作任意波形发生器，也用作示波器。两台设备均由同一个 10 赫兹触发脉冲外部触发。每个波形都可以单独测量和调制，从而对生成的波形进行预失真，以补偿系统造成的不需要的失真。

B. 电压放大与数字滤波器

为驱动减速器的容性负载并达到所需幅度，需要相当大的功率。为此，使用 Behringer NX3000D 音频放大器[24] ，其制造商标称总峰值功率为 3000 W。放大器采用桥接模式，将每台放大器的两个通道组合起来，以提供足够的电流，从而达到所需的 10 千伏幅度。放大器配备数字滤波器，可用于在扫频过程中保持信号幅度恒定，不过我们选择开发下文所述的通用性更强的反馈系统。放大器会使信号平均延迟 $600\,\mu s$；反馈系统会补偿各放大器之间的延迟差异。

C. 高压变压器

我们设计并制造了升压变压器，以产生减速器运行所需的高电压。这些变压器必须能够在 2-20 千赫的工作频率范围内可靠地产生最高达 10 千伏的幅度，并在减速器运行期间始终维持该幅度。在 10 千伏工作电压和 20 千赫频率下，这相当于变压器需要向长 4.5 米的减速器所呈现的 151 pF 有效负载提供约 190 mA 的电流。变压器的设计使其两个谐振频率均位于该工作带宽之外，以尽量减小整个

频率范围内的幅度和相位波动。这些谐振频率源于变压器的漏感与寄生电容之间的相互作用。具体而言，变压器等效电路中的元件会形成并联谐振和串联谐振频率。这两种谐振的物理成因及影响各不相同。并联谐振主要与磁芯的励磁电感和寄生电容与负载电容的组合电容并联有关。在该谐振频率下，感性电流与容性电流相互抵消，导致输入阻抗急剧增大，输入电压与输入电流之间的相位迅速变化，而传输至次级线圈的电压仅受到轻微影响。相比之下，串联谐振源于漏感与寄生电容及负载电容串联。在该谐振频率下，串联阻抗达到最小值，从而增强电压传输，并使输入电压与输出电压之间产生相位变化。

根据这些要求，我们得出了图5所示的设计。变压器的初级侧由8个线圈组成，分为4对，每对包含两个串联线圈。4对线圈并联，以便将较大的输入电流分散到多个线圈中。由于每对线圈两端的电压相同，初级侧的有效匝数等于单对线圈的匝数。次级侧由12个线圈组成，全部串联。初级线圈和次级线圈交替安装在金属磁芯上。线圈及其支撑结构均由内部制造，以减少对外部供应商的依赖，从而降低成本，并满足上述要求。具体而言，变压器的寄生电感和电容必须足够低，以确保谐振频率处于工作频率范围之外。早期版本的变压器采用较传统的方式制造，即将次级线圈绕在初级线圈外。这导致次级线圈的漏感过大，使串联谐振频率落入工作频率范围内。根据 ir. O.C. Dermois 提出的设计建议，初级线圈和次级线圈交替安装在磁芯上，从而充分降低了漏感。线圈由直径为0.3 mm的绝缘导线（Magnebond CAB-200）制成。每个初级线圈上并联绕制16根这种导线，而次级线圈仅使用一根导线。磁芯由 Acal BFi 提供，采用叠片纳米晶铁（kOr 120）制成，其磁导率较高（3×10^4 至 1.2×10^5，具体取决于频率），可引导并约束

磁场。在变压器磁芯中，存在多种损耗机制。变化的磁场会在磁芯中产生涡流。由于磁芯材料具有电阻率，这些电流会产生热量，因此造成能量损耗。为尽量减少这些涡流，磁芯由大量薄片构成，各薄片之间通过绝缘涂层实现电气隔离。这些叠片的厚度为 $20\ \mu m$，且其方向与磁场平行。这样可将涡流限制在狭窄的回路中，从而大幅减少涡流。变压器的主要规格汇总于表2。

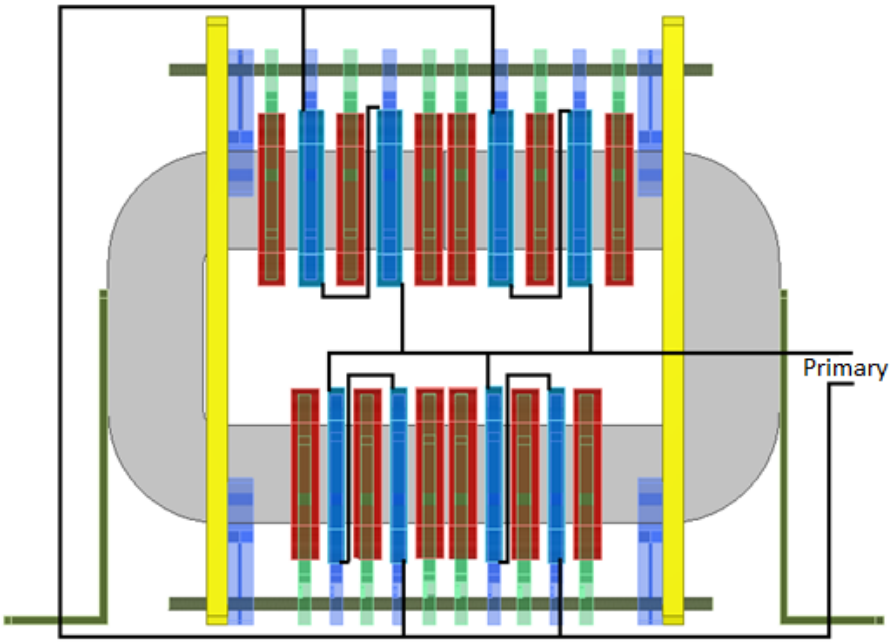


图5：变压器的示意侧视图。初级线圈和次级线圈分别以蓝色和红色表示。如黑线所示，四组初级线圈各由两个线圈组成，并联连接；次级线圈则全部串联（未显示次级线圈的连接方式）。灰色部分表示磁芯材料，黄色部分为安装结构。

表 II：主变压器规格。电压、电流和谐振频率是在驱动频率为 20 kHz、负载为 200 pF 时测定的。

最大输出电压	±10 kV
最大输出电流	±250 mA
最大输入电压	±70 V
最大输入电流	±40 A
低共振频率	740 赫兹
高共振频率	32 kHz
磁芯材料	纳米晶铁（kOr 120）
初级线圈总数	8（4 组，每组 2 个）
每个初级线圈的匝数	15
初级匝数总计	120
有效初级匝数	30
次级线圈数量	12
每个次级线圈的匝数	250
次级匝数总计	3100
有效匝数比	1:100

初级匝数为 30 匝时，需要总计 3100 匝的次级匝数，才能达到 1:100 的有效匝数比，从而补偿损耗。

由于驱动变压器的电子设备存在频率限制，因此不会直接测量 32 kHz 共振。取而代之的是使用 669 pF 的容性负载，使共振频率移至实验可测的频率范围内。根据这项测量，可以推算出 200 pF 负载下的共振频率。740 Hz 共振处于驱动电子设备的带宽范围内，因此直接测量。

32 kHz 串联谐振不会限制减速器的运行，因为它远高于 NX3000D 音频放大器的 20 kHz 上限。此外，分子束的初始纵向速度足够低，无需使用高于 17 kHz 的频率。

740 赫兹处较低的并联谐振不会显著改变电压增益，也不会使输入电压与输出电压之间产生明显的相移。相反，它会导致输入电压与输入电流之间发生相位变化，而这与斯塔克减速无关。作为一种保守的设计选择，变压器的设计使其并联谐振频率处于工作带宽之外，因为这样做只会对变压器几何结构施加极少的限制。在这些较低频率下，变压器铁芯饱和可能成为主要限制因素，因为铁芯饱和后会出现波形失真。铁芯会在磁通密度达到 1.2 T [25]时饱和。对于幅度为 10 千伏的正弦波形，铁芯会在频率达到 467 赫兹时饱和，对应的最终束流速度为 5.6 米/秒。使用 200 皮法测试负载在 500 赫兹下进行的测量表明，电压幅值为 10 千伏时没有明显的波形失真，证明在该频率下铁芯确实尚未饱和。

变压器内部发生放电的可能性会随电压幅值的增大而增加，并且在约 6 kV 时变得显著。因此，变压器被密封在气密金属外壳中，内部充有六氟化硫（SF_6）气体，其介电强度远高于空气。研究人员也探索了其他绝缘方式，例如在高真空条件下运行，或采用高介电强度浇注树脂进行封装。然而，考虑到热交换、电容效应和维护便利性，最终选择 SF_6 气体作为首选绝缘介质。

尽管变压器经过设计，其谐振频率位于减速器所用频域之外，但如图 7 所示，变压器的输出电压幅度在工作范围内并非恒定。为确保在整个频率扫描过程中阱深最大化，反馈系统会按照下文所述对这种变化进行补偿。

D. 监控与反馈系统

为监测变压器连接到减速器时的输出，使用了分压器。这些分压器会按校准后的 ~ 1000 倍数降低电压，从而可以使用 Moku Pro 设备的示波器功能安全地测量电压。为对波形进行适当的预失真处理，我们开发了一套基于 Python 的反馈系统，该系统运行在连接到 Moku Pro 设备的计算机上。该反馈系统读取变压器的测量输出，并确定 Moku Pro 设备需要生成的波形，使变压器输出具有所需的幅度和相位。由于通道之间存在电容耦合，这一过程会迭代进行，以确保生成的波形收敛。为防止损坏减速器及相关电子设备，相邻通道之间以及每个通道与地之间的电压都不应超过预先设定的阈值。因此，反馈系统内置了多项安全功能。该反馈系统由多个不同部分组成，称为模块，下文将对此进行介绍。

波形发生器

波形发生器为每个通道接收两个输入：查找表和幅度。查找表是一组表示波形的归一化电压值时间序列，而幅度则按比例缩放该波形。查找表最多包含 65536 个数据点，可为包络和幅度反馈提供足够的分辨率。然而，在最高频率下，这一分辨率不足以实现精确的相位反馈。例如，对于一个 40 ms 的脉冲，在初始频率为 16.7 kHz 时，相邻数据点之间的相位差约为 4 度。因此，查找表不用于相位反馈。

幅度检查器

系统会检查输入到波形发生器的幅度，确保其处于可接受范围内。如果该幅度超出可接受范围，则改用最接近的允许值。

示波器

生成一组初始波形后，使用 Moku Pro 设备的示波器功能测量变压器的输出。示波器会获取进入 Moku Pro 设备输入通道的信号，并将其数字化以供进一步处理。

安全测试

每次测量后都会进行安全测试。分析示波器的数据，以确定所有波形中的最大幅度，以及相邻波形之间的最大差值。然后将这些数值与预先设定的安全值进行比较。如果一个或两个测量值大于相应的预设值，则根据超出安全阈值最多的数值，按比例降低所有波形的幅度。在生成新波形之前，会按照预先设定的步骤数，将所有波形的幅度逐步降至零。随后应用新波形，并按照相同的步骤数将幅度逐步升至所需值。每一步都会进行安全测试，以防止应用新波形时可能违反安全阈值。

包络反馈

通过安全测试后，确定输出波形的包络。具体做法是，对渐增结束至渐减开始之间的波形峰值进行多项式拟合。提高多项式的次数可以提升精度，但会降低计算速度。研究发现，四阶多项式在两者之间取得了良好的平衡，因此除非另有说明，均采用四阶多项式。随后确定每个多项式的最大值与最小值之差。该差值与波形最大幅度之比称为“包络失真”。在这一组数值中，最大值决定要更新哪个波形。求出偏差最大的多项式的倒数，并将其乘以对应的上一轮输入波形。在

这种方式无需详细了解系统的行为，就能补偿系统造成的包络失真。当包络失真小于某个预设值时，不作任何更改，反馈系统转而进入下文所述的幅度均衡器。在反馈系统的语境中，“输入波形”指任意波形发生器（AWG）生成的波形，而“输出波形”指在变压器输出通道测得的波形。

幅度均衡器

为使输出波形的幅度与所需的目标值匹配，需计算目标幅度与每个测量幅度最大值之间的比值。将偏离目标值最大的波形按相应的比值进行缩放。当所有幅度均处于目标值的预定容差范围内时，不做任何更改，反馈系统继续运行下一个模块。

相位反馈

每个波形都需要相对于其相邻通道进行45度的相移。为此，需计算所有相邻通道之间的相位差，并确定偏离目标45度最大的通道对。为校正这一偏差，通过施加适当的时间延迟，使该通道对中的一个波形发生相移。为了以足够的时间分辨率测量波形，在确定相位时仅考虑波形的前1毫秒。由于存在频率扫描，所添加的任何延迟在波形开始处对相位的影响最大。波形不通过查找表进行移位，而是利用触发事件实现移位。任意波形发生器产生一个单次触发脉冲，该脉冲本身由外部示波器发出的10 Hz信号触发。任意波形发生器产生的触发信号是在一个波形周期的时间内从0渐增至1 V的线性上升沿。随后，可通过改变某个波形发生触发事件时的电压来移动该波形。每个通道的触发电平均可进行毫伏级精度的调节，从而实现最小0.36度的相位调整。当所有相位差均处于目标值的预定容差范围内时，不做任何更改，反馈系统继续运行。

图6展示了反馈系统的概览。

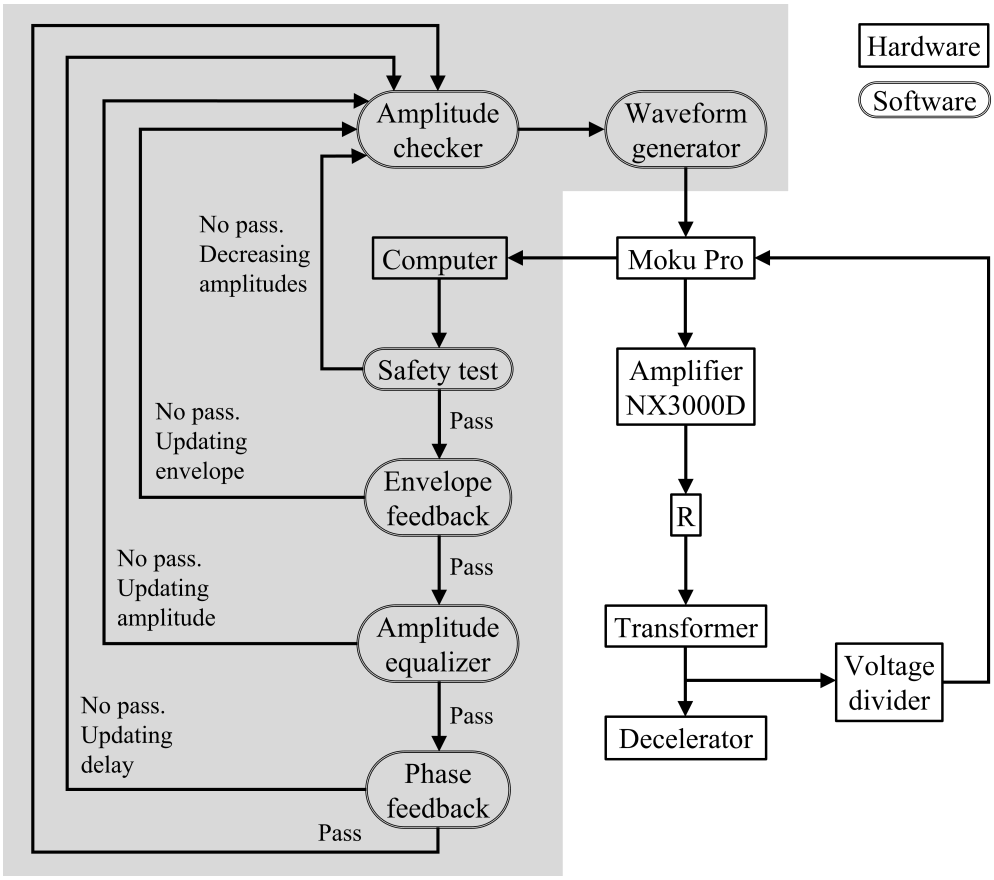


图 6：针对单个通道的反馈系统流程图。阴影区域内的所有部分均在计算机上运行。在每个模块中，都会确定相关参数值。如果这些参数值处于预先设定的可接受范围内，系统将进入标有“通过”的下一个模块。否则，该模块会确定对波形参数所需的调整，系统返回标有“未通过”的幅度检查器。

为避免程序开始时过度优化，包络反馈系统的可接受容差会线性缩小，直到经过设定次数的迭代后达到所需的最终容差。当所有波形都符合规格时，反馈系统便只继续循环执行安全测试。大部分优化都在相对较低的电压下完成，通常为 1 千伏。随后，可以将此过程中获取的输入波形按比例放大，以达到所需的输出幅度，之后只需进行少量调整。完整的反馈过程大约需要 30 分钟，不过这很大程度上取决于设置，尤其是可接受的最终容差，以及应用新波形时升降压序列所采用的步骤数。

V. 结果

本节介绍高电压波形生成系统的主要性能结果，包括在电容性测试负载下以及在 3 米长的减速器配置中的测试结果。

A. 变压器特性

图 7 显示了使用 200 pF 电容器代表减速器负载时，八个变压器的平均频率响应。

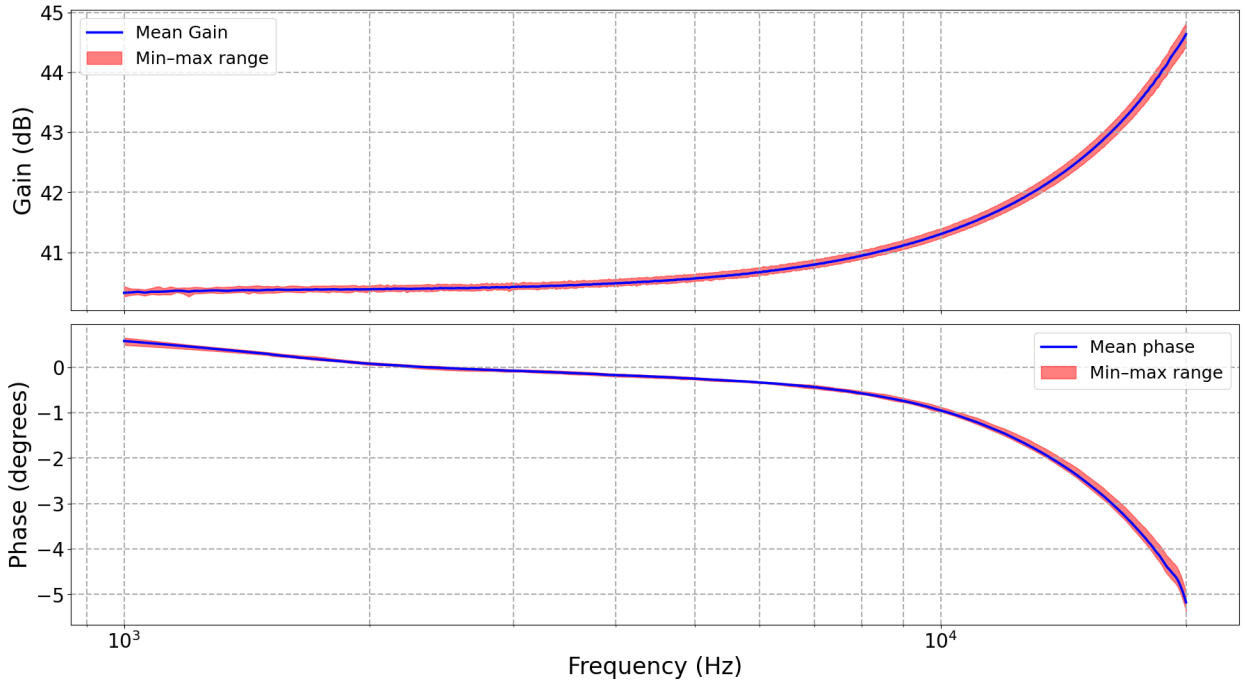


图 7：对全部八个变压器取平均后的波特图，显示变压器输入端与输出端之间的电压增益和相移随频率的变化。红色带表示各变压器的最小值和最大值，说明所有变压器的性能几乎完全相同。测试中使用 200 pF 的负载来代表减速器的负载。

从图 7 可以清楚看出，扫频过程中会出现明显的相移。不过，这一相位差是变压器的输入电压与其输出电压之间的相位差。由于所有变压器的相移几乎相同，因此变压器导致的相邻波形之间的相位差要小得多。

B. 1 千伏下的优化

图 8 展示了其中一个通道在优化过程开始和结束时的结果。所有八个变压器都连接到了 3 米长减速器。经过 53 次迭代后，包络的平坦度在 2% 以内，幅度与 1 千伏的目标幅度相差不超过 1%。

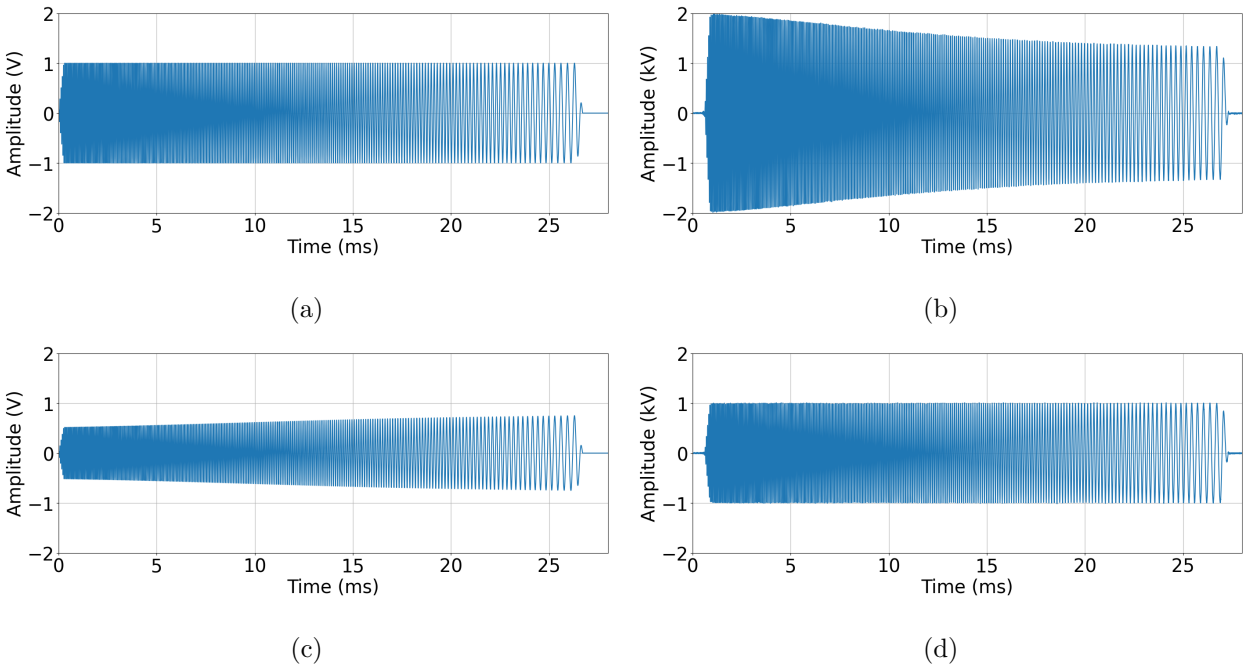


图 8：（a）第一次迭代时通道 A 的输入波形，以及（b）对应的输出波形。（c）最后一次迭代时通道 A 的输入波形，以及（d）对应的输出波形。目标幅度设为 1 千伏。采用了在 26.7 ms 内从 16.7 kHz 扫描至 2.5 kHz 的频率扫描。

请注意，图 8 中的“输入波形”是指 Moku Pro 输出至音频放大器的波形。图 8b 所示结果是在将全部八个变压器连接到减速器后获得的，因此包含了通道之间电容耦合的影响。因此，这些结果反映的是系统的集体行为，而不是单个变压器的独立响应，不能直接与图 7 所示的单个变压器测量结果进行比较。

图9 更详细地展示了优化过程，绘出了每个通道的包络失真随迭代次数的变化。在这种情况下，包络容差从 20% 开始，在 50 次迭代过程中逐步缩减至 2%。在前 50 次迭代中，包络失真多次出现明显的陡增，这体现了可接受容差逐步降低所产生的影响。当某次迭代中的包络失真低于容差时，反馈系统便开始优化幅度。由于通道之间的电容耦合，包络失真随之再次增加，从而产生了所观察到的尖锐峰值。

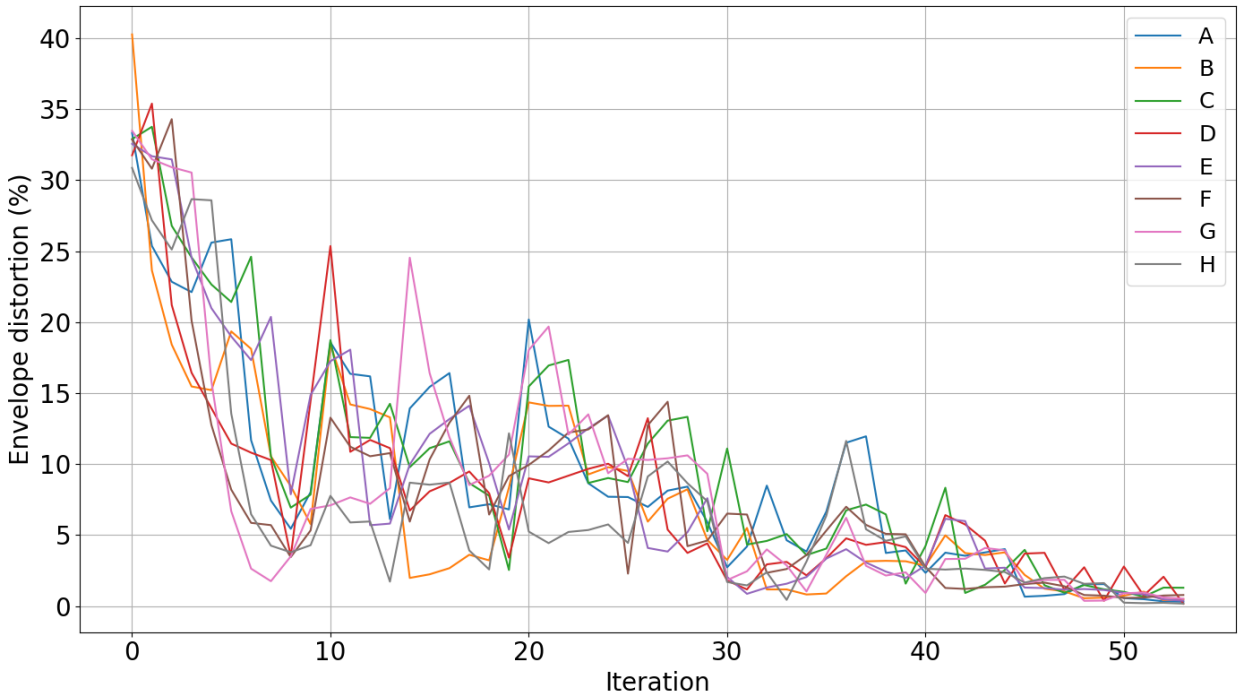
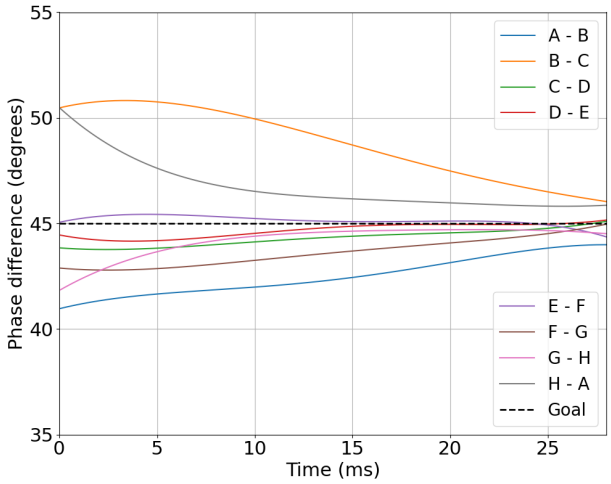


图 9：变压器输出波形的包络失真随各通道（A-H）迭代次数的变化。

图10展示了优化相邻通道之间相位差所需的各通道延迟。右图显示了对频率从 16.7 kHz 扫频至 2.5 kHz 的 1 kV波形进行优化后，相位差随时间的变化。

(a)



(b)

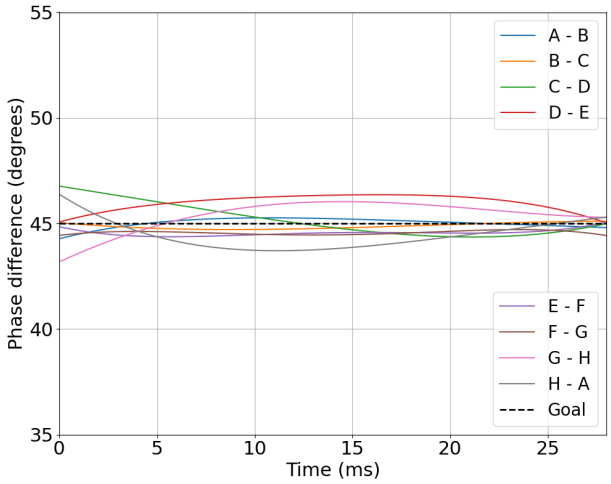


图10：(a) 相位优化前相邻通道的相位差。(b) 优化后相邻通道的相位差。(c) 各通道的最终延迟，第一次迭代时从零开始。

(c)

通道延迟 (μs)	
A	0.98
B	1.41
C	0.50
D	0.14
E	0.55
F	0.81
G	0.82
H	1.47

请注意，图 10(a) 中的相位差偏离 45 度的程度远大于图 7 所显示的情况。这些偏差主要是由音频放大器延迟的差异造成的，而非变压器性能的差异。

在 1 千伏下完成优化过程后，将幅度调高，之后只需进行少量调整。图11展示了这一最终优化阶段的结果。连接到3米长减速器的八个通道的波形均经过优化，但这里只展示了其中一个通道。

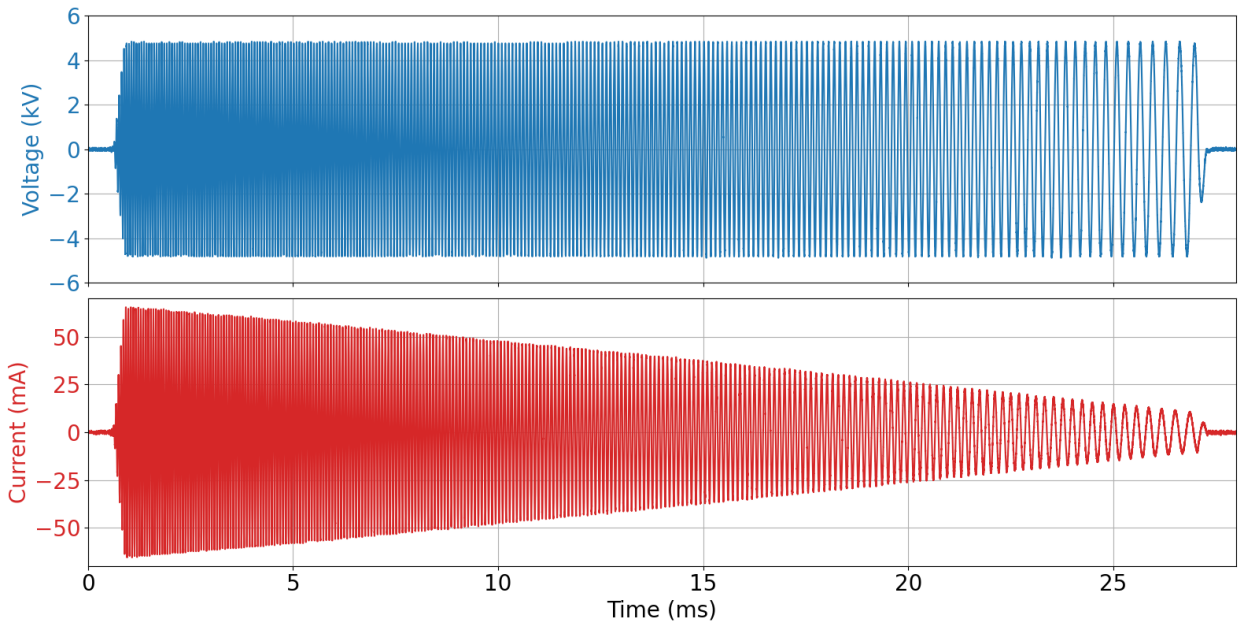
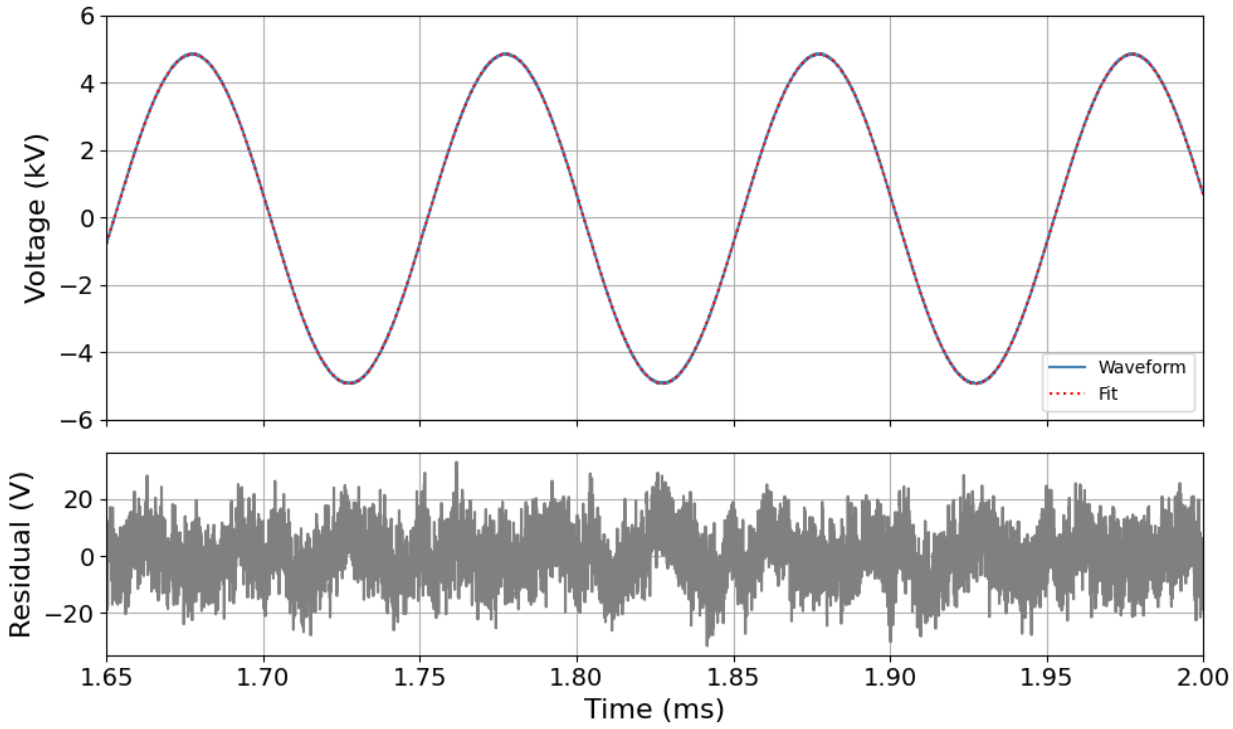


图11：对连接至3米长减速器的其中一个变压器进行优化后，其输出电压及相应的输出电流；目标幅度设为5千伏，频率从16.7 kHz扫描至2.5 kHz。

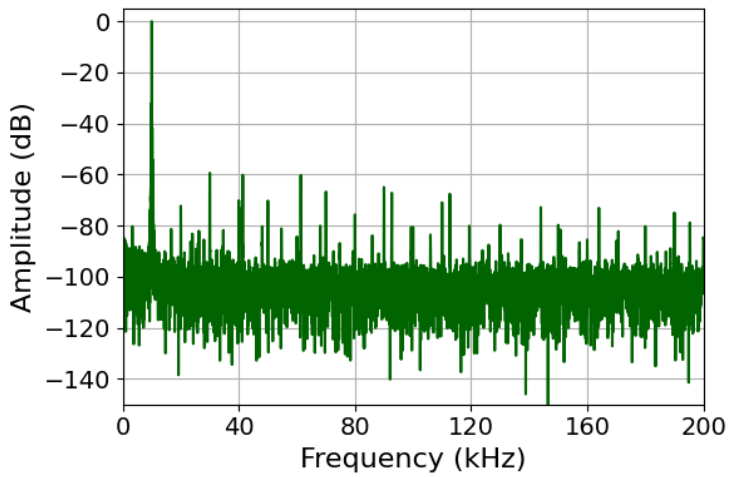
C. 波形保真度

与高压放大器相比，变压器的一个优点是，由于在工作频率范围之外的频率上增益极低，它们往往能够滤除这些频率分量。输出波形的“纯度”（此处称为波形保真度）可以通过多种方式表征。量化波形保真度的一种常用指标是信号的总谐波失真（THD）。此外，还可以将测得的信号与其理论理想对应信号进行比较。图12显示了电压幅值为5千伏、频率为10千赫兹时的波形保真度。

(a)



(b)



(c)

通道总谐波失真（%）	
A	0.16
B	0.19
C	0.16
D	0.20
E	0.18
F	0.22
G	0.18
H	0.23

图 12：（a）连接到减速器的变压器 A 的输出波形片段。电压幅值为 5千伏，频率为 10千赫兹。对波形进行正弦拟合，并绘制拟合结果与波形之间的差值。（b）在采样频率为 45.7 MHz 时确定的相应功率谱。（c）使用相同波形参数时，各通道前 10 个谐波的总谐波失真（THD）。

D. 在 10 千伏幅度下运行

图 13 显示，使用 40 ms 长的频率扫描（从 16.7 kHz 扫描至 2.5 kHz），并以 10 Hz 的重复频率运行时，单个封装变压器能够在 200 皮法测试负载上达到所需的 10 千伏。这里选择 40 ms 长的波形，是因为它对应于 4.5 米长的减速器，并且对硬件的考验更为严格。

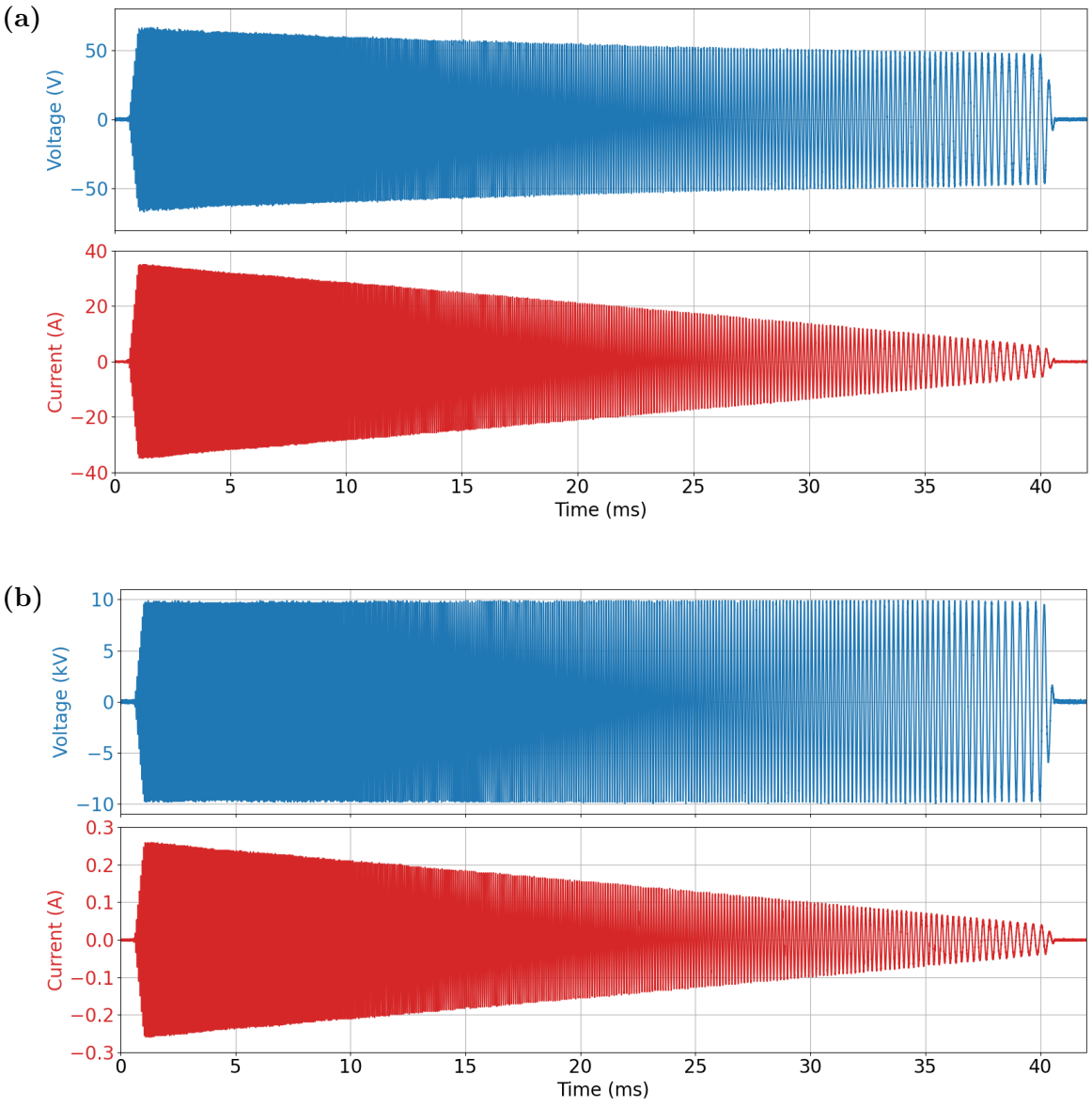


图13：（a）变压器输入端子两端的电压及相应电流；（b）在 200 皮法测试负载上，通过在 40 ms 内将频率从 16.7 kHz 扫描至 2.5 kHz 驱动的单个封装变压器的输出电压及相应电流。输入波形使用反馈系统进行优化。

VI. 讨论

本研究 本节讨论实验装置的主要结果和局限性 .

反馈后，在目标频率范围内实现的包络失真低于 2%，幅度与目标值的偏差小于 1%。这些仍然存在的微小偏差反映了测量噪声，因为即使不使用反馈，测得的电压幅值也会波动约 1%。

相位反馈的主要限制源于波形生成和测量的时间分辨率有限。用于波形生成的查找表最多可包含 65536 个数据点，对于时长为 40 ms 的波形，这对应于在 16.7 kHz 下约 4 度的相位分辨率。这一精度不足以用于相位反馈系统。同样，测量系统在四个通道均以最高 1.25 MSa/s 采样率运行时，也存在类似的限制。因此，仅使用波形的前一毫秒来确定相位差，并通过调整触发电平而非修改查找表来实施相位校正。

由于波形仅在时间上发生偏移，因此无法补偿通道间传递函数在相位方面的差异。然而，如图 7 所示，变压器的传递函数几乎完全相同，由传递函数差异导致的最大相位差小于 0.5 度。相位差主要源于放大器延迟的差异。这些差异达数个 $\sim \mu s$，导致相位差为 ~ 10 度，这些相位差由反馈系统进行补偿。

目前可实现的电压幅值受到音频放大器的限制。尽管结果表明，当前装置中使用的放大器足以达到 10 kV目标，但它们已接近工作极限。因此，未来研究中或许值得使用能够提供更大功率输出的放大器型号。不过，在对 200 皮法测试负载施加 10 千伏电压时，放大器已达到极限；而3米长减速器的容性负载约为107皮法，这大幅降低了所需的输入电流。

七、结论与展望

由于行波斯塔克减速器（TWSD）运行所需的高压源在电压幅值、电流输出、带宽和波形保真度方面的规格要求十分严苛，市面上没有任何商用电压源能够满足要求。本文介绍了一种高压源的开发及其性能，该高压源专为运行 ~ 4 米长的TWSD而设计，用于减速重极性分子。所述系统能够在500赫兹至16.7 kHz的频率范围内，在200 皮法负载上产生幅值最高达10 千伏的电压波形。在10千赫兹时，波形保真度误差小于0.25%，显著优于此前使用的TREK放大器以及其他研究团队使用的高压源。反馈系统能够有效补偿波形失真，使高压源的性能基本不受系统具体细节的影响。在3米长减速器上，波形平坦度可控制在2%以内，电压幅值与设定值的偏差在1%以内，相邻通道之间的相位差与45度目标值的偏差在2度以内。可达到的精度主要受测量噪声限制，而测量噪声源于电压和时间分辨率有限。目前正在开展的仿真工作旨在通过将仿真结果与未来的测量结果进行比较，量化这些残余缺陷导致分子损失的程度。系统中最可能需要维修的部件要么由内部自行制造，要么价格相对低廉且易于购得。这减少了对专业外部供应商的依赖，并能在需要时快速、低成本地完成维修。

致谢

我们感谢 O.C. Dermois 在本项目早期阶段给予的支持。我们感谢荷兰研究理事会（NWO）通过 XL21.074 和 VI.C.212.016 两项资助提供的经费。

---

[1] M. Vu、M. Lewandowski、X. Guo、A. Weightman、S. Watson 和 T. J. Echtermeyer, Hard- wareX **27**，e00526（2024年）。

[2] D. Villegas Prados 和 F. J. Bl´azquez Plaza, 《科学仪器评论》**95**, 083305 (2024年)。[3] W. Zhao、G. W. Lagerweij、B. Hurkmans 和 M. Ghaffarian Niasar, 《电子学》**13**, 4390 (2024年)。[4] TheNL-eEDMcollaboration、P.Aggarwal、H.L.Bethlem、A.Borschevsky、M.Denis、K.Esa- jas、P. A. B. Haase、Y. Hao、S. Hoekstra、K. Jungmann、T. B. Meijknecht、M. C. Mooij、R. G. E. Timmermans、W. Ubachs、L. Willmann 和 A. Zapara, 《欧洲物理学杂志D》**72**, 197 (2018), 1804.10012.[5] D. DeMille、N. Hutzler、A. Rey 和 T. Zelevinsky, Nat. Phys. **20**(2024年), 10.1038/s41567- 024-02499-9. [6] S. Y. T. van de Meerakker、H. L. Bethlem、N. Vanhaecke 和 G. Mijer, 《化学评论》**112**, 4828 (2022年)。[7] S. Y. T. van de Meerakker、N. Vanhaecke、H. L. Bethlem 和 G. Meijer, 《物理评论A辑》**73**, 023401 (2006)。[8] B. C. Sawyer、B. K. Stuhl、B. L. Lev、J. Ye 和 E. R. Hudson, 《欧洲物理学杂志D》**48**, 197 (2008)。[9] A. Osterwalder、S. A. Meek、G. Hammer、H. Haak 和 G. Meijer, 《物理评论A》**81**, 051401 (2010)。[10] C. M. Sreekanth、A. Zapara、Q. Esajas 和 S. Hoekstra, 《ChemPhysChem》**73**, 3709 (2016)。[11] S. A. Meek、M. F. Parsons、G. Heyne、V. Platschkowski、H. Haak、G. Meijer 和 A. Oster- walder, 《科学仪器评论》**82**, 093108 (2011)。[12] N. E. Bulleid、R. J. Hendricks、E. A. Hinds、S. A. Meek、G. Meijer、A. Osterwalder 和 M. R. Tarbutt, 《物理评论A辑》**86**, 021404 (2012)。[13] S. A. Meek、G. Santambrogio、B. G. Sartakov、H. Conrad 和 G. Meijer, 《物理评论A》**83**, 033413 (2011)。[14] J. E. v. d. Berg、S. H. Turkesteen、E. B. Prinsen 和 S. Hoekstra, 《欧洲物理学杂志D》**66**, 235 (2012)。[15] A. Zapara, 《行波斯塔克减速器中的分子束动力学》, 博士论文, 格罗宁根大学 (2019)。[16] Y. Shyur、N. J. Fitch、J. A. Bossert、T. Brown 和 H. J. Lewandowski, 《科学仪器评论》**89**, 084705 (2018)。

[17] P. Aggarwal, Y. Yin, K. Esajas, H. L. Bethlem, A. Boeschoten, A. Borschevsky, S. Hoekstra, K. Jungmann, V. R. Marshall, T. B. Meijknecht, M. C. Mooij, R. G. E. Timmermans, A. Touwen, W. Ubachs, 和 L. Willmann, 《物理评论快报》**127**, 173201（2021年）。[18] A. Touwen, 《用于电偶极矩搜索的分子读出与控制》, 博士论文, 格罗宁根大学（2024年）。[19] B. J. Schellenberg, E. H. Prinsen, J. Nauta, L. c. v. F. Paˇsteka, A. Borschevsky, 和 S. Hoek- stra, 《物理评论A辑》**113**, 013113（2026年）。[20] J. E. van den Berg, 《SrF分子的行波斯塔克减速》, 博士论文, 格罗宁根大学（2015年）。[21] C. M. Sreekanth, 《SrF分子超音速束流减速》, 博士论文, 格罗宁根大学（2023年）。[22] R. Bause, N. Balasubramanian, T. Fikkers, E. H. Prinsen, K. Steineback, A. Jadbabaie, N. R. Hutzler, I. Agust´ín Aucar, L. F. Paˇsteka, A. Borschevsky, 和 S. Hoekstra, 《物理评论A》**111**, 062815（2025年）。[23] *Moku:Pro*, Liquid Instruments, 美国加利福尼亚州圣迭戈（2025年）, https://liquidinstruments. com/products/hardware-platforms/mokupro/。[24] *NX3000D*, Behringer, MUSIC Group Services NV Inc., 美国拉斯维加斯（2024年）, https:// www.behringer.com/product.html?modelCode=0106-AAP。[25]*kOr120*, Acal BFi, 欧洲, https://www.acalbfi.com/media/pdf/ kOr-120-material-datasheet.pdf（2021年）。