机械式低频天线机理及其关键技术研究

周强¹, 姚富强^{1*}, 施伟¹, 郝振洋², 郑欢³, 刘斌¹, 何攀峰¹

1. 国防科技大学第六十三研究所, 南京 210007;

2. 南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016;

3. 中国船舶重工集团第七二二研究所低频电磁通信技术实验室, 武汉 430205

* E-mail: fyq2030@163.com

收稿日期: 2019-03-26; 接受日期: 2019-07-20; 网络版发表日期: 2019-09-09

装备预研领域基金(编号: 6140518030108)和国防科技大学科研计划重点项目(编号: ZK17-02-05)资助

摘要 不同于依靠导体中振荡电流激励电磁波的传统电小天线(electronically small antenna, ESA), 机械天线(mechanical antenna, MA)是利用机械运动的电荷或磁矩直接激励电磁波的一种新型低频电磁发信技术. 该技术有望突破ESA的物理尺度限制, 有利于解决现有系统天线体积庞大、设备复杂、辐射效率低、发射功率和能耗大等问题, 以提高低频通信应用的机动性和灵活性, 在水下和地下通信以及导航定位等领域具有广泛的应用前景, 已成为当前国内外相关领域的研究热点. 本文介绍了MA的基本概念与研究动态, 重点研究了MA的实现形式、物理模型以及在自由空间产生时变电磁场的分布模型与衰减特性, 对比了不同类型MA的性能特点及应用优势, 提出了MA的基本架构, 探讨了实现高效应用急需解决的关键技术问题与挑战, 并对其应用模式和应用前景进行了展望. 基于提出的MA架构, 研制了基于钕铁硼永磁体和高速永磁伺服电机的旋转永磁式MA原理样机, 通过近场测试初步验证了旋转永磁式MA的时变磁场分布特性, 及其实现FSK调制的可行性和有效性.

关键词 低频电磁通信, 电小天线, 机械天线, 驻极体, 永磁体, 超声激振, 旋转伺服驱动

1 引言

极低频(extremely-low frequency, ELF)、超低频(super-low frequency, SLF)、特低频(ultra-low frequency, ULF)和甚低频(very-low frequency, VLF)通信在岸对潜、水下和地下通信以及导航、定位等领域具有巨大的应用潜力^[1-4]. 在实际应用中, 现有低频发射天线均为电小天线(electrically small antenna, ESA), 依靠导体中的振荡电流来激励电磁波. 通过定义辐射品

质因数 Q_{rad} , Chu^[5], Harrington^[6]等人给出了ESA的理论极限^[7], 即

$$Q_{\text{rad}} = \omega W_s / P_r > 1 / (ka)^3 + 1 / (ka), \quad (1)$$

式中, ω 为谐振角频率, W_s 为周期平均储能, P_r 为辐射功率, $k = \omega/c$ 为波数(c 为光速), a 为最小辐射球^[8]的半径. 由Chu-Harrington极限可知, $ka \ll 1$ 时, ESA的 Q_{rad} 近似与 $(ka)^3$ 成反比, 因此天线电尺寸越小, Q_{rad} 就越大, 在辐射功率一定的条件下, 其近场储能就越多, 则辐射电阻

引用格式: 周强, 姚富强, 施伟, 等. 机械式低频天线机理及其关键技术研究. 中国科学: 技术科学, 2020, 50: 69–84

Zhou Q, Yao F Q, Shi W, et al. Research on mechanism and key technology of mechanical antenna for a low-frequency transmission (in Chinese). Sci Sin Tech, 2020, 50: 69–84, doi: [10.1360/SST-2019-0118](https://doi.org/10.1360/SST-2019-0118)

越小, 电抗越大, 辐射效率就越低。

基于上述极限理论, 现有ESA辐射性能直接受限于天线电尺寸, 使得现有低频电磁发信系统存在天线体积庞大、设备复杂、辐射效率低、发射功率及能耗大等问题, 严重制约了其应用的机动性和灵活性, 亟需创新低频电磁发射的新理论和新技术, 以解决当前低频电磁通信面临的技术瓶颈和工程难题。

针对上述瓶颈问题, 以替代传统低频天线为目标, 一种“机械天线”(mechanical antenna, MA)的概念被提出^[9]。如图1所示, 所谓MA, 即通过特殊材料, 如驻极体(在强外场作用下极化并“永久”保持极化状态的电介质)或永磁体(在开路状态下能“永久”保留较高剩磁的磁体)的机械运动, 从而直接激励低频电磁波的新型低频电磁发信技术。

基于高性能驻极体或永磁体, MA不消耗能量就可直接产生静态强电场或强磁场^[1], 而现有ESA需消耗巨大能量才能产生等效磁场或电场。此外, MA不存在高电抗问题, 可省去阻抗匹配网络及由此带来的匹配损耗。作为机械系统, 其近场储能不在天线中谐振转换, 没有额外能量转换损耗, 有利于进一步提高辐射效率。基于上述特性优势, 同等电尺寸下, MA被认为可突破现有ESA的技术极限^[10,11]。

不同于传统低频发信机, MA的信息加载在机械驱动环节实现, 即需要将待发送的数据加载到MA的机械运动状态中。此时MA仅需维持或改变其机械运动状态的能量, 结合低损耗和高动态响应的机械运动

激励与控制技术, MA利用很小能量即可直接产生低频电磁波并实现信号调制。因此, MA不仅是一个发射天线, 还是一个全新的低频电磁发信系统。

美国国防部高级研究计划局(Defense Advanced Research Projects Agency, DARPA)最早于2015年开始资助MA技术研究^[12], 2016年12月发布AMEBA(A Mechanically Based Antenna)项目指南^[2]。2017年8月AMEBA项目正式启动, 计划45个月完成关键技术研究、原型样机研制以及对典型任务能力的演示验证。该项目包含两个技术领域(TA1, TA2), 为降低实现难度, 分为3个阶段(Phase1~Phase3)开展。其中TA1为射频穿透领域(SLF/ULF, 0.1~1 kHz), 期望实现海面下100 m和地面下600 m内的报文发送能力; TA2为射频传播领域(VLF, 10~30 kHz), 期望实现地面150 km以上的报文发送和100 km以上的语音通信能力。相应领域各阶段主要研究目标如表1所示。

在AMEBA项目牵引下, 美国相关高校和科研机构分别对基于驻极体和永磁体的MA进行了初步研究和探索。其中, 美国Draper实验室的Bickford等人^[12]对各类MA的辐射特性进行了对比分析, 并对驻极体旋转产生的近区磁场进行了实验验证^[13]。在VLF频段, 美国SLAC国家加速器实验室的Kemp等人^[11]利用杆状铌酸锂晶体(长度9.4 cm/直径1.6 cm)及其逆压电效应产生的超声谐振, 验证了振动式MA的可行性和有效性, 经实验测试和对比分析, 相比同电尺寸现有技术ESA, 其辐射效率和传输带宽可分别提高300倍和83

图1 (网络版彩图)MA的主要形式及基本原理

Figure 1 (Color online) Typical configurations and fundamental principle of MA.

1) Olsson T. A mechanically based antenna (AMEBA). http://www.darpa.mil/work-with-us/additional-baa/AMEBAProposersDay_FINAL1.pdf

2) Microsystems Technology Office. Broad Agency Announcement. A MEchanically Based Antenna (AMEBA) HR001117S0007, [http:// www.grants.gov/grantsws/rest/opportunity/att/download/259390/HR001117S0007_Final for Posting_15 Dec 2016.pdf](http://www.grants.gov/grantsws/rest/opportunity/att/download/259390/HR001117S0007_Final%20for%20Posting_15%20Dec%202016.pdf)

表 1 AMEBA项目各领域主要研究目标²⁾Table 1 Major research objectives of the AMEBA program²⁾

领域	阶段	频率范围 (kHz)	稳态工作时的 磁场场强 (fT)	最大输入 功率 (W)	最大输入 能量 (J)	调制速率 (Hz/s)	调制能量 (J/Hz)	最大尺寸 (cm)	最大体积 (cm ³)	最大重量 (kg)
TA1	Phase1	1	1@1 km	2	200	1	0.05	15	30	3
	Phase2	0.75~1	10@1 km	2	2000	10	0.05	30	300	3
	Phase3	0.1~1	100@1 km	2	5000	50	0.01	60	3000	10
TA2	Phase1	5~30	1@1 km	20	500	10	0.05	15	30	3
	Phase2	5~30	1@10 km	20	5000	100	0.03	40	300	3
	Phase3	10~30	100@10 km	20	20000	500	0.02	60	3000	10

倍以上。加州大学的Selvin等人^[14]研究了永磁体旋转的电磁辐射机理,初步分析了其机械能与磁能之间的约束关系,针对ULF/VLF应用,提出了基于旋转永磁体阵列并可突破Chu-Harrington极限的MA技术方案^[11],初步给出了对应的 Q 值极限公式^[15]。犹他大学的Fawole和Tabib-Azar^[16]在旋转永磁体的基础上,针对其磁场按 $1/r^3$ 快速衰减问题,通过引入有源电磁偏置,提出了一种可增强其输出磁场的技术方案,并进行了实验测试:输出频率为22 Hz时,1 m处的磁场场强为0.6 μ T,并利用0.48 J的初始能量,在70 cm距离内实现了8 b/s的2FSK通信。为提升旋转电荷或永磁体产生的磁场,密歇根大学Barani和Sarabandi^[17]提出了利用磁-电介质谐振的磁场增强方法。针对ULF-VLF频段对永磁体高速或超高速旋转驱动带来的挑战,科罗拉多大学丹佛分校的Golkowski等人^[18]提出了基于固定永磁体的MA新方案,即在永磁体磁极外侧增加特定形状的导磁块,通过导磁块的旋转对永磁体产生的静态磁场施加人为遮蔽,从而产生所需时变磁场。

鉴于MA技术的前沿性和颠覆性,从2017年初开始,我国的国防预研计划也发布了相应基金和项目指南,对MA的新理论和新技术给予了重点关注,国内相关科研单位和高校也分别对MA的辐射机理及其实现方案开展了跟踪研究。其中,针对VLF应用,中国船舶重工集团第七二二研究所的Zheng等人^[19]对振动驻极体的辐射机理、激振方案、实现架构等进行了针对性研究,研制了基于压电超声激振的振动驻极体原理样机并进行了实验测试。基于安培电流模型,西安电子科技大学的Gong等人^[20]对旋转永磁体进行了理论建模,研究其在均匀有损介质中的时变电磁场分布与衰减特性,并对其近场分布特性进行了仿真和实验验证。

基于李纳-维谢尔(Lienard-Wiechert)势,华中师范大学的林海和任艳^[21]对点电荷匀速旋转产生的辐射电磁场进行了理论推导。东南大学的王宗新等人^[22]提出了一种基于旋转带电极板的MA技术方案,以及通过控制外加电压和转速的幅度和频率调制方法。基于磁偶极子的旋转运动模型,国防科技大学的周强等人^[23]对旋转永磁体的电磁辐射机理进行了研究,提出了基于钕铁硼永磁体和旋转伺服驱动系统的MA技术方案。

综合上述国内外研究进展,当前MA相关研究主要集中在辐射机理、实现方案、磁场增强等方面,但在其天线参数定义、计算和优化设计方法以及核心材料、机械运动激励、调制与运动控制等方面还缺乏系统性研究。特别MA作为一种有望颠覆现有天线与射频发射机架构的全新电磁发信技术,涉及材料、机械、控制、电磁场传播、低频通信等多学科、多技术领域交叉,对于可能制约其高效应用的关键技术与瓶颈问题还有待进一步分析研究。目前在该前沿领域,虽然国内外基本处于“并跑”状态,但国内在核心材料、方案创新等方面还存在一定差距,亟需开展竞争性研究,以应对低频电磁发信技术的颠覆性发展,以及由此带来的新机遇、新挑战与新威胁。

本文基于电偶/磁偶极子的等效运动特性,建立各类MA的物理模型及其在自由空间产生的时变电磁场分布模型,提出了MA的基本架构,并从电-机械-电磁能量转换的角度,对旋转永磁体的辐射品质因数和辐射效率进行了定性分析,结合AMEBA项目的研究目标,重点探讨分析MA亟需解决的关键技术与面临的问题与挑战,最后通过基于旋转永磁体的MA原理样机研制与实验测试,对其近区磁场分布与衰减特性及其信息加载进行验证分析。

2 MA的物理模型及时变电磁场分布模型

2.1 MA实现形式及其物理模型

根据机械运动形式, MA可分为振动式和旋转式; 根据其材料特性, MA可分为驻极式和永磁式. 因此, MA主要可分为4类: 振动驻极式(oscillating-electret based MA, OEBMA)、旋转驻极式(rotating-electret based MA, REBMA)、振动永磁式(oscillating-magnet based MA, OMBMA)和旋转永磁式(rotating-magnet based MA, RMBMA), 其物理模型可分别对应振动电单/电偶极子、旋转电单/电偶极子、振动磁偶极子和旋转磁偶极子.

2.1.1 振动电单/电偶极子模型

如图2(a)所示, 假设驻极体极化正电荷 Q 且围绕原点 O 在 z 轴作简谐振动, 即可等效为一个振动电单极子, 令振动角频率为 ω , 最大振幅为 l_0 , z 方向单位矢量为 $\hat{z}$, 则电极矩 $\mathbf{p}$ 可表示为

$$\mathbf{p} = Ql_0 \cos(\omega t) \hat{z}. \quad (2)$$

对于振动电偶极子, 假设驻极体的长度为 l_e 且在两端极化等量异种电荷 Q , 可分为2种振动模型. 如图2(b), 第一种振动模型为2个电单极子关于 O 作对称简谐振动, 可分解为2个电单极子的反向简谐振动, 令驻极体的伸缩幅度为 Δl_e , 则电偶极矩 $\mathbf{p}$ 可表示为

$$\mathbf{p} = Q\Delta l_e \cos(\omega t) \hat{z}. \quad (3)$$

如图2(c)所示, 第二种振动模型为电偶极子整体作简谐振动, 假设驻极体整体在长度方向上关于原点 O 作简谐振动, 振动幅度为 $\Delta l'_e$. 由于该运动模型可分解为2个带等量异种电荷电单极子的同向简谐运动,

则电偶极矩 $\mathbf{p} = Q\Delta l'_e$, 且为恒定值.

2.1.2 旋转电单/电偶极子模型

由于旋转运动可分解为2个具有相同振动角频率且相互正交的简谐振动^[24]. 因此, 假设驻极体极化正电荷 Q 且围绕原点 O 在 yz 平面匀速旋转, 旋转半径为 R , 旋转频率为 ω' , 则旋转电单极子可等效为2个具有相同电荷量和振动角频率且振动幅度为 R 的正交振动电单极子的合成, 其电极矩 $\mathbf{p}$ 可表示为

$$\mathbf{p} = QR \cos(\omega' t) \hat{z} - QR \sin(\omega' t) \hat{y}, \quad (4)$$

式中, $\hat{y}$ 为 y 方向的单位矢量.

如图3所示, 驻极体长度为 l_e 且两端极化等量异种电荷 Q 并在 yz 平面绕原点 O 匀速旋转, 旋转半径为 $l_e/2$, 则旋转电偶极子等效为2个具有相同电荷量和振动频率且振动幅度为 $l_e/2$ 的正交振动电偶极子合成. 令 $p_0 = Ql_e$, 则旋转电偶极子电偶极矩 $\mathbf{p}$ 可表示为

$$\mathbf{p} = p_0 (\cos(\omega' t) \hat{z} - \sin(\omega' t) \hat{y}). \quad (5)$$

2.1.3 振动磁偶极子与旋转磁偶极子模型

对于永磁式MA, 假设永磁体长度为 l_m , 两端磁化等量异种磁荷 Q_m , 则与图2(b)对应的振动磁偶极子的磁偶极矩 $\mathbf{m}$ 可表示为

$$\mathbf{m} = Q_m \Delta l_m \cos(\omega t) \hat{z}, \quad (6)$$

式中, Δl_m 为磁偶极子的伸缩振动幅度. 对应图2(c), 永磁体整体作谐振运动的振动磁偶极子, 具有恒定磁偶极矩 $\mathbf{m} = Q_m l_m$.

类似于图3, 假设永磁体围绕其中心在 yz 平面旋转, 令 $m_0 = Q_m l_m$, 则旋转磁偶极子的磁偶极矩 $\mathbf{m}$ 为

图2 (网络版彩图)OEBMA的物理模型及等效运动模型. (a) 振动电单极子; (b) 振动电偶极子I; (c) 振动电偶极子II

Figure 2 (Color online) Physical model and equivalent motion model of OEBMA. (a) Oscillating monopole; (b) oscillating electric dipole I; (c) oscillating electric dipole II.

图 3 (网络版彩图)REBMA的物理模型及其等效运动模型

Figure 3 (Color online) Physical model and equivalent motion model of REBMA.

$$\mathbf{m} = m_0(\cos(\omega't)\hat{\mathbf{z}} - \sin(\omega't)\hat{\mathbf{y}}). \quad (7)$$

2.2 MA的时变电磁场分布模型及特性分析

2.2.1 MA在自由空间产生的时变电磁场

目前低频通信主要采用磁接收技术, 因此主要对MA在自由空间产生的时变磁场进行建模分析. 如图3所示球坐标系, $\mathbf{r}$, $\hat{\theta}$ 和 $\hat{\phi}$ 为 r , θ 和 ϕ 方向的单位矢量. 假设电偶极子具有电偶极矩 p_0 并沿 z 轴作简谐振动, 令 $B_0 = \mu_0 k^2 \omega p_0 / 4\pi$, $E_0 = \eta_0 k^2 \omega p_0 / 4\pi$, $\eta_0 = c\mu_0$ 为自由空间中的波阻抗, 根据电磁理论, 可得该振动电偶极矩产生的时变磁场分量 $\mathbf{B}_p$ 和电场分量 $\mathbf{E}_p$ 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{B}_p = -B_0 e^{-jkr} [1/(kr) - j/(kr)^2] \sin\theta \hat{\phi}, \\ \mathbf{E}_p = E_0 e^{-jkr} \{ 2[j/(kr)^2 + 1/(kr)^3] \cos\theta \hat{\mathbf{r}} - [1/(kr) - j/(kr)^2 - 1/(kr)^3] \sin\theta \hat{\theta} \}, \end{cases} \quad (8)$$

式中, μ_0 为真空磁导率, r 为传播距离.

根据旋转运动与简谐振动的映射关系, p_0 在 yz 平面关于原点 O 旋转产生的时变磁场分量 $\mathbf{B}'_p$ 和电场分量 $\mathbf{E}'_p$ 可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{B}'_p = -B_0 e^{-jkr} [1/(kr) - j/(kr)^2] \times [(\sin\theta - j\cos\theta\sin\phi)\hat{\phi} + j\cos\phi \hat{\theta}], \\ \mathbf{E}'_p = E_0 e^{-jkr} \{ 2[j/(kr)^2 + 1/(kr)^3] (\cos\theta + j\sin\theta\sin\phi) \hat{\mathbf{r}} - [1/(kr) - j/(kr)^2 - 1/(kr)^3] [(\sin\theta - j\cos\theta\sin\phi) \hat{\theta} - j\cos\phi \hat{\phi}] \}. \end{cases} \quad (9)$$

根据电磁场的对偶关系, 分别令 $B'_0 = \mu_0 k^3 m_0 / 4\pi$, $E'_0 = \eta_0 k^3 m_0 / 4\pi$, 可得 m_0 分别沿 z 轴作简谐振动和在 yz 平面内关于原点 O 旋转运动产生的时变磁场/电场分量 $\mathbf{B}_M/\mathbf{E}_M$ 和 $\mathbf{B}'_M/\mathbf{E}'_M$ 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{B}_M = B'_0 e^{-jkr} \{ 2[j/(kr)^2 + 1/(kr)^3] \cos\theta \hat{\mathbf{r}} - [1/(kr) - j/(kr)^2 - 1/(kr)^3] \sin\theta \hat{\theta} \}, \\ \mathbf{E}_M = E'_0 e^{-jkr} [1/(kr) - j/(kr)^2] \sin\theta \hat{\phi}, \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \mathbf{B}'_M = B'_0 e^{-jkr} \{ 2[j/(kr)^2 + 1/(kr)^3] (\cos\theta + j\sin\theta\sin\phi) \hat{\mathbf{r}} - [1/(kr) - j/(kr)^2 - 1/(kr)^3] \times [(\sin\theta - j\cos\theta\sin\phi) \hat{\theta} - j\cos\phi \hat{\phi}] \}, \\ \mathbf{E}'_M = E'_0 e^{-jkr} [1/(kr) - j/(kr)^2] [(\sin\theta - j\cos\theta\sin\phi) \hat{\phi} + j\cos\phi \hat{\theta}]. \end{cases} \quad (11)$$

从式(8)~(11)可看出, 其电磁场存在3个衰减项: $1/(kr)$, $1/(kr)^2$ 和 $1/(kr)^3$. 根据 kr 取值, 与现有ESA类似, 可分为近场区、中间区和远场区.

2.2.2 远场分布特性

(1) 振动式MA

在远场区, 由于 $kr \gg 1$, $1/(kr)$ 起主要作用. 对于振动电偶/磁偶极子, 由电磁场的对偶性, 其远区磁场 $\mathbf{B}_{p_far}/\mathbf{B}_{M_far}$ 和电场 $\mathbf{E}_{p_far}/\mathbf{E}_{M_far}$ 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{B}_{p_far} \approx -\mu_0 \omega^2 p_0 / (4\pi c r) \cdot e^{-jkr} \sin\theta \hat{\phi}, \\ \mathbf{B}_{M_far} \approx -\mu_0 \omega^2 m_0 / (4\pi c^2 r) \cdot e^{-jkr} \sin\theta \hat{\theta}, \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{p_far} \approx -\eta_0 \omega^2 p_0 / (4\pi c r) \cdot e^{-jkr} \sin\theta \hat{\theta}, \\ \mathbf{E}_{M_far} \approx \eta_0 \omega^2 m_0 / (4\pi c^2 r) \cdot e^{-jkr} \sin\theta \hat{\phi}. \end{cases} \quad (13)$$

由式(12)和(13)可知, 振动电偶/磁偶极子的远区仅有 θ 或 ϕ 分量, 其远区电/磁场均为球面波, 其幅值均随 $1/r$ 衰减且同相位, 此时能量完全辐射, 可与ESA(振荡电流形成的电偶/磁偶极子)的远场相互等效. 其辐射功率可用玻印廷矢量 $\mathbf{S}$ 来描述, 平均辐射功率流密

度 $S_{av} = \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*)/2$, Re 取函数实部. 在半径为 r 的球面空间各点积分, 取波阻抗 $\eta_0 = \mu_0 c = 120\pi$, 振动电偶/磁偶极子的辐射功率 P_p 和 P_M 可分别为

$$\begin{cases} P_p = \oint |\mathbf{S}_p| r^2 d\Omega \approx 20\omega^4 p_0^2 / c^2, \\ P_M = \oint |\mathbf{S}_M| r^2 d\Omega \approx 20\omega^4 m_0^2 / c^4. \end{cases} \quad (14)$$

(2) 旋转式MA

对于旋转电偶/磁偶极子, 同样由电磁场对偶性, 远区磁场 $\mathbf{B}'_{p_far}/\mathbf{B}'_{M_far}$ 和电场 $\mathbf{E}'_{p_far}/\mathbf{E}'_{M_far}$ 可分别为

$$\begin{cases} \mathbf{B}'_{p_far} \approx -\mu_0 \omega^2 p_0 / (4\pi c r) \cdot e^{-jkr} \\ \quad [(\sin\theta - j\cos\theta \sin\varphi) \hat{\boldsymbol{\phi}} + j\cos\varphi \hat{\boldsymbol{\theta}}], \\ \mathbf{B}'_{M_far} \approx -\mu_0 \omega^2 m_0 / (4\pi c^2 r) \cdot e^{-jkr} \\ \quad [(\sin\theta - j\cos\theta \sin\varphi) \hat{\boldsymbol{\theta}} - j\cos\varphi \hat{\boldsymbol{\phi}}], \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \mathbf{E}'_{p_far} \approx -\eta_0 \omega^2 p_0 / (4\pi c r) \cdot e^{-jkr} \\ \quad [(\sin\theta - j\cos\theta \sin\varphi) \hat{\boldsymbol{\theta}} - j\cos\varphi \hat{\boldsymbol{\phi}}], \\ \mathbf{E}'_{M_far} \approx \eta_0 \omega^2 m_0 / (4\pi c^2 r) \cdot e^{-jkr} \\ \quad [(\sin\theta - j\cos\theta \sin\varphi) \hat{\boldsymbol{\phi}} + j\cos\varphi \hat{\boldsymbol{\theta}}]. \end{cases} \quad (16)$$

由式(15)和(16)可知, 与振动电偶/磁偶极子类似, 旋转电偶/磁偶极子产生的远区电/磁场仍为球面波, 其幅值仍随 $1/r$ 衰减且同相位, 此时能量完全辐射, 但其远区电/磁场同时存在 θ 和 φ 分量. 同样用玻印廷矢量 $\mathbf{S}$ 来描述辐射功率, 可得旋转电偶/磁偶极子的辐射功率 P'_p 和 P'_M 分别为

$$\begin{cases} P'_p = \oint |\mathbf{S}_p| r^2 d\Omega \approx 40\omega^4 p_0^2 / c^2, \\ P'_M = \oint |\mathbf{S}_M| r^2 d\Omega \approx 40\omega^4 m_0^2 / c^4. \end{cases} \quad (17)$$

对比式(14)和(17), 在 ω 和 p_0 或 m_0 相同的条件下, 旋转电偶/磁偶极子的辐射功率约为振动电偶/磁偶极子的2倍. 图4给出了振动式和旋转式MA的辐射方向图对比. 与现有ESA类似, 振动式MA的辐射方向图呈 $\sin\theta$ 变化; 而旋转式MA的辐射方向图呈 $\sqrt{1 - \sin^2\theta \cos^2\varphi}$ 变化.

2.2.3 近场分布特性

(1) 振动式MA

在近场区, 由于 $kr \ll 1$, $e^{-jkr} \approx 1$, $1/(kr)$ 的高次幂将起主要作用. 基于振动电偶/磁偶极子, 振动式MA的近区磁场 $\mathbf{B}_{p_near}$ 和 $\mathbf{B}_{M_near}$ 可分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{B}_{p_near} \approx j\mu_0 \omega p_0 / (4\pi r^2) \cdot \sin\theta \hat{\boldsymbol{\phi}}, \\ \mathbf{B}_{M_near} \approx \mu_0 m_0 / (4\pi r^3) \cdot (2\cos\theta \hat{\mathbf{r}} + \sin\theta \hat{\boldsymbol{\theta}}), \end{cases} \quad (18)$$

其中, 振动电偶极子的近区磁场只存在 φ 分量, 其幅值正比于 $\omega p_0 / r^2$ 且在 $\theta = \pi/2$ 时(xy 平面)具有最大近区磁场; 而振动磁偶极子的近区磁场同时存在 r 和 θ 分量, 其幅值正比于 m_0 / r^3 且在 $\theta = 0$ 时(z 轴)具有最大近区磁场. 由电磁场的对偶关系, 振动电偶/磁偶极子的近区电场 $\mathbf{E}_{p_near}$ 和 $\mathbf{E}_{M_near}$ 可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{p_near} \approx \eta_0 c p_0 / (4\pi r^3) \cdot (2\cos\theta \hat{\mathbf{r}} + \sin\theta \hat{\boldsymbol{\theta}}), \\ \mathbf{E}_{M_near} \approx -j\mu_0 \omega m_0 / (4\pi r^2) \cdot \sin\theta \hat{\boldsymbol{\phi}}. \end{cases} \quad (19)$$

由于振动电偶/磁偶极子的近区电场和磁场相位相差 $\pi/2$, 其平均辐射功率流密度 $\mathbf{S}_{av} = 0$, 因此振动式MA的近场为准恒定的储能场, 不向外辐射能量.

图4 振动式和旋转式MA的辐射方向图对比. (a) 振动式MA; (b) 旋转式MA

Figure 4 Comparison of radiation pattern for oscillating and rotating MA. (a) Oscillating MA; (b) rotating MA.

(2) 旋转式MA

基于旋转电偶/磁偶极子模型, 可得REBMA和RMBMA的近区磁场 $\mathbf{B}'_{p_near}$ 和 $\mathbf{B}'_{m_near}$ 可分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{B}'_{p_near} \approx j\mu_0\omega p_0 / (4\pi r^2) \cdot [(\sin\theta - j\cos\theta\sin\varphi)\hat{\Phi} + j\cos\varphi\hat{\Theta}], \\ \mathbf{B}'_{m_near} \approx \mu_0 m_0 / (4\pi r^3) \cdot [2(\cos\theta + j\sin\theta\sin\varphi)\hat{\mathbf{r}} + (\sin\theta - j\cos\theta\sin\varphi)\hat{\Theta} - j\cos\varphi\hat{\Phi}]. \end{cases} \quad (20)$$

由式(20)可知, 旋转电偶极子的近区磁场同时存在 θ 和 φ 分量, 其幅值正比于 $\omega p_0/r^2$ 且在 x 轴方向($\theta=\pi/2$, $\varphi=0$ 或 π)具有最大近区磁场; 而旋转磁偶极子的近区磁场存在 r , θ 和 φ 分量, 其幅值正比于 m_0/r^3 且在 yz 平面($\varphi=\pi/2$ 或 $3\pi/2$)具有最大近区磁场. 由电磁场对偶关系, 旋转电偶/磁偶极子近区电场 $\mathbf{E}'_{p_near}$ 和 $\mathbf{E}'_{m_near}$ 可分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{E}'_{p_near} \approx \eta_0 c p_0 / (4\pi r^3) \cdot [2(\cos\theta + j\sin\theta\sin\varphi)\hat{\mathbf{r}} + (\sin\theta - j\cos\theta\sin\varphi)\hat{\Theta} - j\cos\varphi\hat{\Phi}], \\ \mathbf{E}'_{m_near} \approx -j\mu_0\omega m_0 / (4\pi r^2) \cdot [(\sin\theta - j\cos\theta\sin\varphi)\hat{\Phi} + j\cos\varphi\hat{\Theta}]. \end{cases} \quad (21)$$

可见旋转电偶/磁偶极子产生的近区电场和磁场相位仍相差 $\pi/2$, 其近场的平均辐射功率流密度仍为零, 因此旋转式MA的近场仍为准恒定储能场.

2.2.4 驻极式和永磁式MA的磁场衰减特性对比

如上节所述, 随着 r 增加, MA产生的近区或远区磁场均呈现不同的分布(衰减)特性. 其中, 驻极式和永磁式MA的近区磁场幅值分别正比于 $\omega p_0/r^2$ 和 m_0/r^3 , 远区磁场幅值则分别正比于 $\omega^2 p_0/cr$ 和 $\omega^2 m_0/c^2 r$. 对于驻极体和永磁体产生的静态偶极矩, $p_0=Ql=\rho_0 V$, $m_0=M_r V$, 其中 ρ_0 为驻极体的等效面电荷密度, M_r 为永磁体的剩余磁化强度, V 为体积. 因此 V 相同时, 驻极式和永磁式MA的偶极矩由驻极体和永磁体的性能决定. 参考AMEBA项目的相关指标, 取 $V=3000 \text{ cm}^3$, 并采用当前性能“最好”的驻极体(SiO_2 , $\rho_0=3400 \text{ nC/cm}^2$)和永磁体(NdFeB , $M_r=1.1 \times 10^6 \text{ A/m}$)材料, 则 $p_0 \approx 1.02 \times 10^{-4} \text{ C m}$, $m_0 \approx 4.15 \times 10^{-3} \text{ A m}^2$. 以REBMA和RMBMA为例, 根据式(9)和(11), 图5给出了上述偶极矩在自由空间中简谐振动和旋转运动产生的时变磁场沿 y 轴方向随传播距离 r 的衰减特性对比.

图5 自由空间中REBMA和RMBMA的磁场分布对比

Figure 5 Comparison of magnetic field distribution between REBMA and RMBMA in free space.

如图5所示, 随着 r 的增加, 永磁式MA的近区磁场具有更快的衰减速率($1/r^3$), 但可获得远高于驻极式MA的初始磁场, 因而在一定传播距离内, 永磁式MA具有更强的近区磁场. 驻极式MA的近区磁场正比于 ω , 因而频率越低, 永磁式MA在近区的优势距离越远(相比驻极式MA). 在远场区, 驻极式和永磁式MA的磁场幅值均正比于 ω^2 , 在相同驻极体和永磁体的条件下, 频率越高, 则产生的远区磁场越强. 基于现有“最好”驻极体和永磁体材料, 在相同频率和传播距离条件下, 驻极式MA具有更强的远区磁场. 基于上述对比条件, 永磁式MA在较低频段(ELF/SLF)和近场应用方面具有优势; 驻极式MA则在更高频段(VLF)和远场应用方面具有优势.

3 MA的基本架构及其能量转换特性

3.1 MA的基本架构

基于MA的电磁辐射原理, 图6给出了MA的一种基本架构. 该架构主要由辐射源、运动激励与控制系统、信息加载模块和电源等构成. 其中, 辐射源主要由高性能驻极体或永磁体构成, 产生所需静态强电场或强磁场; 根据一定调制策略, 信息加载模块将输入的基带数据映射为辐射源的运动状态控制信号; 运动激励与控制系统实现对辐射源的振动或旋转激励, 并实时控制辐射源的运动状态, 最终实现低频电磁波发射与信息加载; 电源模块向机械运动激励控制系统和信息加载模块提供所需电功率.

类似于现有天线的相控阵或空间功率合成技术,

图 6 MA的基本架构

Figure 6 Basic architecture of MA.

为进一步提高MA的辐射功率, 同时减小高强度机械振动或高速旋转的机械应力, 其辐射源还可采用多个驻极体或永磁体构成的电偶或磁偶极子阵列^[10], 并结合相应控制技术, 以增强MA产生的时变磁场。

3.2 MA的电-机械-电磁能量转换特性

图6所示的MA是一个复杂的电-机械-电磁能量耦合系统。不同于现有ESA直接将电能转换为电磁能(近场储能由输入电功率提供, 等效为电抗储能; 远场辐射功率等效为辐射电阻的功耗), MA首先将电能转换为驱动辐射源加速运动的机械能。对于加速运动的辐射源(输入为机械能), 其近场储能由辐射源自身的静电能或静磁能通过机械运动提供, 其辐射电磁功率(有功功率)可等效为辐射源的机械负载(辐射阻尼)的功耗, 而辐射源的无功功率为其加速运动的机械储能。参照式(1), 忽略机械运动的摩擦损耗, 可定义MA的辐射品质因数 $Q_{\text{rad_MA}}$ 为

$$Q_{\text{rad_MA}} = \omega W_J / P_{\text{rad_MA}}, \quad (22)$$

式中, W_J 为辐射源的机械储能, $P_{\text{rad_MA}}$ 为辐射功率。

下面以旋转永磁体为例, 对RMBMA的 $Q_{\text{rad_MA}}$ 进行定性分析, 忽略旋转驱动系统的机械储能, 设永磁体极对数为 N , 则其旋转角速度 $\Omega = \omega/N$, 且有 $W_J = J\omega^2/(2N^2)$, J 为永磁体的转动惯量。假设永磁体是半径为 a 、密度为 ρ 的均匀球体且 $N=1$, 则体积 $V=4\pi a^3/3$ 、质量 $M=\rho V$ 、转动惯量 $J=2Ma^2/5$, 可得

$$Q_{\text{rad_MA}} = 3\rho c^3 / (800\pi M_r^2 ka) = K / (ka), \quad (23)$$

式中, $K=3\rho c^3/(800\pi M_r^2)$ 。即RMBMA的 $Q_{\text{rad_MA}}$ 与 ka 成反比, 与系数 K 成正比, K 为正比于 ρ/M_r^2 且与永磁体形状相关(对应不同形状, 永磁体的转动惯量 J 将略有不同)的常数。对比式(1), 假设 $Q_{\text{rad_MA}}$ 小于Chu-Harrington极限, 则可得

$$K / (ka) < 1 / (ka)^3 + 1 / (ka) \Rightarrow ka < 1 / \sqrt{K-1}, \quad (24)$$

即当 $ka < 1 / \sqrt{K-1}$ 时, RMBMA的 $Q_{\text{rad_MA}}$ 可突破Chu-Harrington极限。将 $k=\omega/c=2\pi/\lambda$ 代入式(24)可得

$$a / \lambda < 2\pi\sqrt{K-1} \approx 2\pi\sqrt{K}, \quad (25)$$

式中, λ 为自由空间中的波长。对于烧结工艺的NdFeB永磁体, 其 ρ 约为7300 kg/m³, M_r 可达10⁶ A/m以上, 近似可得 $a/\lambda < 1.04 \times 10^{-8}$ 。即RMBMA的电长度小于一定值时(如 $f=100$ Hz且 $a < 3.12$ cm), 其 $Q_{\text{rad_MA}}$ 才有望突破Chu-Harrington极限。

若考虑运动激励与控制系统的电损耗和机械摩擦损耗, 则RMBMA的辐射效率 $\eta_{\text{rad_MA}}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \eta_{\text{rad_MA}} &= P_{\text{rad_MA}} / (P_{\text{rad_MA}} + P_{\text{loss}}) \\ &= R_{\text{rad_MA}} / (R_{\text{rad_MA}} + R_{\text{loss}}), \end{aligned} \quad (26)$$

其中, P_{loss} 为总功耗, R_{loss} 为等效的机械和电阻尼, $R_{\text{rad_MA}}$ 为辐射阻尼, 且有

$$R_{\text{rad_MA}} = P_{\text{rad_MA}} / \omega^2 = 40\omega^2 m_0^2 / c^4. \quad (27)$$

对于球形永磁体, $R_{\text{rad_MA}}=160\pi^2 M_r^2 (V/\lambda)^2 / c^2$ 。考虑系统损耗, 其辐射品质因数 $Q'_{\text{rad_MA}}=\omega W_J / (P_{\text{rad_MA}} + P_{\text{loss}})$, W_J 为系统的总机械储能。由此可得辐射效率 $\eta_{\text{rad_MA}}=Q'_{\text{rad_MA}}/Q_{\text{rad_MA}}$, 因此在极小天线尺寸下, 相比同等尺寸现有ESA, RMBMA可显著提升辐射效率。

4 MA面临的关键技术问题与挑战

由于MA涉及多学科领域交叉, 根据MA的电磁发射与信息加载机理, 为实现高效应用, 其设计、分析和应用将面临一系列问题和挑战。

4.1 利用较小体积产生强电场或强磁场

为实现小型化和低功耗, 需在产生所需强电场或强磁场的前提下尽量减小辐射源体积, 以减小惯性负载及机械损耗, 因此高性能驻极体和永磁体材料及其

实现结构是首先需要解决的关键问题与挑战。

4.1.1 高电荷密度高稳定性的驻极体材料及结构

驻极体是指能长期存储空间电荷和偶极电荷的电介质材料^[25]。其中, 空间电荷由被捕获在电介质表面或体内的带电粒子产生。为增大电偶极矩并产生稳定强电场, 仅带正电荷或负电荷的单极性空间电荷驻极体适合在驻极式MA中应用, 提高存储电荷总量以及电荷存储的稳定性是决定其性能的关键。

目前用于制备空间电荷驻极体的材料主要是以高聚物为主的有机聚合物薄膜和非晶态的硅基无机薄膜。典型聚合物薄膜驻极体的实用厚度在10~50 μm 范围, 面积为 cm^2 数量级, 而硅基无机驻极体薄膜的典型厚度小于或等于1 μm , 面积由硅晶片大小决定。两者的 ρ_0 在 10^{-8} ~ 10^{-6} C/cm^2 数量级^[25]。为提高空间电荷寿命, 要求驻极体材料具有高体电阻和表面电阻、高介电击穿强度、低吸湿性等性能^[26]。另一方面, 驻极体的最大电荷密度受内外击穿电场限制, 其内部击穿效应取决于材料的介电强度, 外部击穿(Paschen击穿)取决于材料厚度与表面电位^[27]。综合考虑电荷储存寿命、击穿效应以及工作环境等影响, 要实现 10^{-6} C/cm^2 以上的电荷密度, 对驻极体材料的选型、制备和极化都将是极大挑战。

4.1.2 高磁化强度高稳定性的永磁体材料及结构

永磁体是指被磁化后去掉外磁场仍能长期保持较高磁性的磁性材料^[28]。为利用较小体积永磁体产生强磁场, 对 M_r 、矫顽力(H_c)和最大磁能积($(BH)_{\max}$)等指标提出了极高要求。NdFeB永磁体是目前磁性最强的永磁材料^[29], 其 M_r 可达 10^6 A/m以上, 非常适合在永磁

式MA中应用。目前国际上工业化NdFeB产品的 $(BH)_{\max}$ 达到400~474 kJ/m^3 ^[28], 已接近理论极限。而国内工业化NdFeB产品的磁性能还有一定差距, 高牌号产品的 $(BH)_{\max}$ 可达366~413 kJ/m^3 ^[30]。为进一步提升永磁材料的磁和机械性能, 需要在充分挖掘NdFeB系永磁材料发展潜力的基础上, 研发高性能稀土永磁材料及其制备工艺。此外, 永磁体热稳定性相对较差, 需进行可靠的散热设计。

4.2 高效机械振动或旋转激励

对辐射源进行振动或旋转激励是实现MA的基础, 为实现小型化、低功耗和高动态响应, 对其振动或旋转激励技术提出了极高要求。

4.2.1 高效振动激励技术

振动式MA工作频率在kHz量级, 属于高频激振, 可采用电磁式^[31]、压电式^[32]和磁致伸缩式^[33]等激振技术。表2给出了几种激振技术的对比。

如表2所示, 压电式和磁致伸缩式激振均可作为超声换能器(超声激振源)^[34], 从而可满足VLF频段MA的激振需求。基于压电式激振技术, 文献[17]给出了一种VLF频段OEBMA实现方案。如图7所示, 在高频电场作用下, 换能器(压电陶瓷)产生特定频率的纵向振荡波, 并通过机械式变幅杆实现机械共振, 从而增大输出振动幅度。除采用适当的驻极体材料及其结构获得足够的电偶极矩外, 为避免金属导体被驻极体极化, 产生反向电偶极矩, 如何实现非金属、高强度的变幅杆是该方案必须解决的关键问题。由于变幅杆机械共振频率与其结构形状直接相关, 一个变幅杆结构仅对应一个激振频率。因此要改变激振频率, 即改变振动式MA

表 2 激振技术对比

Table 2 Comparison of vibration excitation techniques

类型	激振原理	性能特点
电磁激振	由磁性材料在磁场中受到的电磁力驱动	结构简单、动态范围较宽、失真较小, 但随着激振力的提高, 其体积和能耗相应增大, 工作频率范围降低和发热问题突出, 最高激振频率一般在几kHz
压电激振	由压电材料的逆压电效应驱动 ^[32]	具有较高运动和定位精度、动态响应速度和谐振频率, 且体积和发热量小、可控制好, 工作频率一般高于20 kHz, 可实现超声激振, 但应变量较小, 需采用多片叠堆等结构, 以提高振动幅度
磁致伸缩激振	由磁致伸缩材料的磁致伸缩效应驱动 ^[33]	得益于超磁致伸缩材料 ^[33] , 具有应变量大、驱动负载能力强、能量密度高、磁机转换效率高、响应速度快以及低磁场驱动等优点, 可实现超声激振, 但高频时涡流损耗较大

图 7 (网络版彩图)基于压电激励的OEBMA实现方案^[17]
Figure 7 (Color online) A solution for OEBMA based on piezo-electric excitation ^[17].

产生的电磁波频率, 需更换具有对应共振频率的变幅杆结构。

4.2.2 高效旋转激励技术

旋转式MA的负载主要为辐射源高速旋转以及转动动态变化带来的惯性及阻尼损耗, 因此高效旋转激励与控制是实现旋转式MA的前提与基础。由于辐射源旋转产生的电磁波频率 f 与辐射源转速 n 成正比, 即 $n=N \times f \times 60$ 。以一对极的旋转永磁体为例, 对应0.1~1 kHz和10~30 kHz频段(AMEBA项目的研究频段), 要求 n 达到6000~60000 r/min和600000~1800000 r/min。针对上述旋转激励要求, 高速/超高速电机具有体积小、功率密度大、与高速负载直接相连、传动效率高等特点^[35,36], 可用于对旋转式MA的高效旋转激励与控制。

高速/超高速电机不仅是指转速很高, 还要达到一定功率等级。其中高速电机通常指 $n > 10000$ r/min或 $n \times \sqrt{P} > 10^5$ (P 为负载功率, 单位为kW)的电机^[35]。超高速电机是指 n 和 P 满足以下关系的电机^[36], 即

$$(n \times 10^3)^{3.3} \gg P / 6.2 \times 10^6. \quad (28)$$

表 3 不同类型高速/超高速电机对比^{a)}

Table 3 Comparison of different types of high-speed/super- high-speed motors

类型	优点	缺点	国内外研究现状 ^[37]
感应电机	功率密度居中, 转子结构较简单, 耐高温, 成本低, 实心转子承受离心力大	转子损耗大, 效率低, 叠片转子端环易损坏, 实心转子涡流损耗大	#180000 r/min/1.6 kW, 主轴电机 *25000 r/min /100 kW, 压缩机电机
永磁电机	效率和功率密度高, 气隙直径大, 定转子结构多样, 控制特性好	永磁体抗拉强度小、高温下易退磁, 转子需保护套, 成本高	#500000 r/min /1 kW, 驱动电机 *200000 r/min /0.6 kW, 主轴电机
开关磁阻电机	效率居中, 结构简单, 耐高温, 可靠性高, 容错性好, 绕组端部短, 成本低	气隙直径小, 振动、噪声大, 功率密度较低, 需精确转子位置信息进行闭环控制	#200000 r/min /1 kW, 驱动电机 *130000 r/min /1 kW, 驱动电机

a) #表示国外研究进展, *表示国内研究进展。

其转速(表面线速度)和输出功率将受限于转子材料及结构、支承、驱动控制、散热等因素。表3给出了适合做高速/超高速应用各类电机及其性能对比。如表3所示, 永磁电机在效率和功率密度上具有优势, 有望满足旋转式MA的驱动需求。相较而言, 基于高速电机及其伺服控制技术, 60000 r/min以下的高效旋转激励是比较容易实现的^[37], 但600000 r/min以上的旋转驱动需采用特殊设计的超高速电机, 对其结构、支承、控制与散热等提出了极大挑战^[38]。

另一方面, 增加极对数 N 可降低转速要求, 但如图8所示将显著加速近区磁场衰减。因此, 为保证所需辐射性能, 应尽量采用一对极的永磁体结构; 为降低转速要求, 需创新多极对数的永磁体结构, 并研究减缓近区磁场衰减的磁场增强技术。

4.3 高效、高质量信息加载

在低频通信领域, 为提高功放效率, 目前主要采用FSK和MSK等恒包络调制策略, 涉及对发射信号的频率和相位控制。不同于现有ESA需通过调制器对功放输出电压/电流的频率和相位进行控制, MA通过改变辐射源的运动状态, 即可实现信息加载。但需要将不同调制参数映射为振动或旋转运动的状态参数, 并进行相应运动激励与控制。以旋转永磁体为例, 通过对永磁体转速的实时控制可实现恒包络调制, 即可将频率和相位调制分别映射为平均转速 $\bar{n}$ 和瞬时转速 $\dot{n}$ 控制。基于平均转速 $\bar{n}$ 控制, 图9给出了由2FSK码元数据产生转速控制信号的示意图。

由于惯性影响, 辐射源的运动状态不能突变, 这要求调制波形相位连续。同时, 辐射源的位置(角度)、速度(转速)等状态误差都会影响MA的调制性能。需要研

图 8 (网络版彩图)N对极永磁体的近区磁场分布特性
Figure 8 (Color online) Near-field distribution characteristics of permanent magnets with N poles.

究辐射源运动控制特性与MA输出特性之间的对应关系,并以此为依据实现对辐射源运动状态的实时控制.为提高传输带宽与信噪比,对于上述控制过程,要求被控状态参量能快速响应并无稳态误差,核心是要设计并采用适当的伺服控制策略及其实现系统,以提高振动或旋转伺服控制的动态跟随性和抗负载扰动性,即实现对给定状态控制参数的快速跟踪和对负载扰动(如机械振动)的快速补偿,从而提高系统的动态性和鲁棒性.

以基于高速/超高速永磁电机的旋转伺服控制系统为例,其设计和实现还存在一些关键问题需要解决.一是要避免伺服驱动电机与辐射源间的电磁干扰;二

图 9 (网络版彩图)2FSK的转速控制信号产生示意图
Figure 9 (Color online) Schematic diagram of rotation speed control signal generation for 2FSK.

是要降低辐射源振动或状态控制误差对MA输出性能的影响;三是要实现对辐射源位置的快速、准确和可靠检测,减小运动状态参数的计算时延,提高伺服控制的实时性和动态性.

4.4 可能的应用模式及应用前景

除类似传统低频通信利用远场进行远距离通信外,MA基于其应用的机动性和灵活性,还有望利用其近场实现中近距离的磁感应通信.如AMEBA项目的TA1和TA2即分别对应MA的近场和远场应用.根据式(12), (15), (18)和(20),以一对极的OEBMA和RMBMA为例,针对远场和近场应用,表4给出了自由空间中达

表 4 自由空间中不同应用场景对辐射源的需求分析^{a)}

Table 4 The requirements analysis of radiators for various applications in free space

应用场景			MA类型	驱动方式及要求	对辐射源的需求		AMEBA项目对V的要求
模式	距离 (km)	频率 (kHz)			p_0 (C m)/ m_0 (A m ²)	V (cm ³)	
远场应用	1000	10	OEBMA	压电/磁滞 伸缩激振	7.60×10^{-2}	2.24×10^6	TA2: <3000 cm ³
		30			8.44×10^{-3}	2.48×10^5	
		10	RMBMA	超高速电机 $\geq 1.8 \times 10^5$ r/min	1.61×10^7	1.46×10^7	
		30			1.79×10^6	1.63×10^6	
	10	10	OEBMA	压电/磁滞 伸缩激振	7.60×10^{-4}	2.24×10^4	
		30			8.44×10^{-5}	2.48×10^3	
		10	RMBMA	超高速电机 $\geq 6 \times 10^5$ r/min	1.61×10^5	1.46×10^5	
		30			1.79×10^4	1.63×10^4	
近场应用	1	0.1	OEBMA	电磁激振	1.59×10^{-3}	4.68×10^4	TA1: <3000 cm ³
		1			1.59×10^{-4}	4.68×10^3	
		0.1	RMBMA	高速电机 $\leq 6 \times 10^4$ r/min	4.47×10^2	4.06×10^2	
		1			4.47×10^2	4.06×10^2	

a) $B_{\max}=100$ fT, $\rho_0=3400$ nC/cm², $M_t=1.1 \times 10^6$ A/m.

到100 fT的最大场强时,不同应用场景(r, f)对辐射源的偶极矩和体积需求。

如表4所示,对于远场应用,如要实现类似现有大功率固定台站的远距离通信应用,为获得足够静态偶极矩,要求非常巨大的辐射源体积,将给高效机械运动激励与控制带来极大挑战。因此目前更多关注VLF频段的中近距离远场应用,如AMEBA项目TA2,即发射10~30 kHz电磁波且在10 km距离上(远场开始于5 km左右)可达到100 fT的最大磁场场强,则可利用大气波导效应,实现地面或海面中近距离通信。在该场景下,基于给定的驻极体和永磁体材料特性,同时对比在VLF频段进行机械运动激励的技术难度,OEBMA将更具优势。

对于近场应用,如AMEBA项目TA1,即发射0.1~1 kHz电磁波且在1 km距离上达到100 fT的磁场场强,可实现水下100 m和地下600 m的近场通信应用。由表4可知,RMBMA在该频段具有显著优势,同时利用高速电机及伺服驱动技术可实现所需的高效旋转激励与实时控制。因此,RMBMA在近距离水下和地下通信等近场应用领域将更具优势。

基于MA的小型化和低功耗特性,可设想的应用前景包括但不限于以下几个方面:(1)水面编队(航母)中近距离对潜双向通信;(2)水下蛙人、无人潜航器或中继浮标与潜艇间的近距离水下双向通信;(3)中近距离对潜和水下通信干扰与对抗;(4)全地形全天候超视距单兵通信;(5)无线地下通信与对地探测;(6)不依赖GPS的低频导航、定位等。

5 RMBMA的实验验证

基于图6所示的MA基本架构,研制了如图10所示的RMBMA原理样机。其中,辐射源采用NdFeB永磁体构成($V \approx 194 \text{ cm}^3$, $M_r \approx 9.55 \times 10^5 \text{ A/m}$),旋转激励与实时控制系统采用高速永磁伺服电机(high speed permanent magnet servo motor, HSPMSM)实现,工作转速为0~10000 r/min,对应发射电磁波频率为0~166.7 Hz且连续可调。

为测试其近区磁场,如图10所示,基于电磁感应效应,将测试线圈放置于图3所示坐标系的y轴上,改变测试线圈与永磁体的距离,利用示波器获取测试线圈在不同方向上的感应电势 U ,进而得到其近区磁场在该

图10 (网络版彩图)RMBMA原理样机及近场测试

Figure 10 (Color online) Prototype of RMBMA and its near-field measured results.

坐标系中各分量(B_r , B_θ , B_ϕ)的时域波形。由电磁感应理论, $U = 4.44fBN_0S$, 其中 N_0 和 S 分别为线圈的匝数和截面积, 且有 $N_0S \approx 0.63 \text{ m}^2$ 。当HSPMSM给定转速为9000 r/min时(频率150 Hz), 图10中给出了y轴上 $r = 0.2 \text{ m}$ 处实测 r 方向感应电势 U_r 的时域波形。图11(a)给出了给定转速7200 r/min(频率120 Hz)时y轴上 B_r 和 B_θ 的幅值随距离 r 的变化趋势。图11(b)给出了y轴上 $r = 0.6 \text{ m}$ 时 B_r 和 B_θ 的幅值随转速 n 的变化趋势。从图12可以看出, RMBMA原理样机实测近区磁场分布特性与式(20)中 $\mathbf{B}'_{M_near}$ 的分布趋势基本一致, 即在y轴, $B_r \approx 2B_\theta \propto 1/r^3$ 且与 n 或 f_c 无关, B_ϕ 远小于 B_r 和 B_θ , 验证了前述分析的正确性。

为验证信息加载, 采用2FSK调制, 给定转速控制信号为脉冲方波, n_1 和 n_2 分别为3600 r/min (60 Hz)和4200 r/min (70 Hz)且分别持续5 s并周期交替, 即调制速率为2 Hz/s。图12和图13分别给出了y轴 $r = 0.6 \text{ m}$ 处的感应电势 U_r 的实测时域和频域波形。

如图12所示, 由于 U 正比于 f , 因此 U 的包络呈现周期脉冲变化。由图13可知, 其实测频谱中主要包含 f_1, f_2 , 50 Hz工频及其高次谐波分量。由于旋转激励的瞬态响应特性, U 的包络在切变时存在一个振荡变化过程(t_s)。 t_s 反映系统的动态跟随特性, 不仅将限制传输带宽和传输速率的上限, 而且还将引入额外的频率分量和噪声, 具体的影响机理以及传输带宽的约束关系还有待进一步分析。

6 结论

得益于MA可能具有的特性优势和应用前景, 该

图 11 (网络版彩图) 实测RMBMA近区磁场分布特性(y轴). (a) 随距离的变化趋势($n=7200$ r/min); (b) 随转速的变化趋势($r=0.6$ m)

Figure 11 (Color online) Measured distribution characteristics of near-field for RMBMA (y axis). (a) As a function of r ($n=7200$ r/min); (b) as a function of n ($r=0.6$ m).

图 12 (网络版彩图) 2FSK对应的实测感应电势 U_i 的时域波形

Figure 12 (Color online) Measured time domain waveform of induced potential U_i for 2FSK.

图 13 (网络版彩图) 2FSK对应的实测感应电势 U_i 的频域波形

Figure 13 (Color online) Measured spectrum of induced potential U_i for 2FSK.

技术是近期为业界所关注的热点问题. 本文梳理了当前MA技术的国内外研究进展以及可能的实现形式, 通过构建电偶/磁偶极子等效运动模型, 对比分析了各类MA在自由空间产生时变磁场的分布与衰减特性, 并对其基本架构与能量转换特性进行了初步研究, 探讨了亟需解决的关键技术与面临的问题与挑战, 并通过RMBMA原理样机研制与实验测试, 验证了近场特性和信息加载. 基于上述文献梳理、理论分析和实验验证, 对MA的基本特性总结如下.

(1) MA在本质上是一种机械ESA, 其时变电磁场可与1个或2个正交的经典偶极子天线等效, 在相同偶极矩条件下, 振动式MA具有与现有ESA同等的辐射功率, 旋转式MA可实现2倍辐射功率输出.

(2) 对比各类MA产生时变磁场的分布与衰减特性, 以及机械激励的实现难度, RMBMA在ELF/SLF等

较低频段和近场应用方面具有优势; OEBMA在VLF等较高频段和远场应用方面具有优势.

(3) 由于机械惯性, MA的输出相位难以突变, 通过对振动频率或转速的实时控制, 可实现FSK和MSK等恒包络调制, 其控制的瞬态响应特性(动态跟随性和抗负载扰动性)将影响传输带宽和输出信噪比.

(4) 相比现有技术的ESA, MA基于高性能驻极体和永磁体, 可省去产生近区储能场的无功功率, 以及庞大且低效的阻抗匹配网络, 从而可减小由此带来的有功功耗, 在同等电尺寸条件下, 可显著提高辐射效率和传输带宽^[11]. 特别对于RMBMA, 在一定电小尺寸条件下, 有望突破Chu-Harrington极限.

如上所述, 虽然MA颠覆了电磁波的激励方式和低频电磁发信系统的实现架构, 但相比现有ESA, 在同等偶极矩条件下, MA并不能显著增大有功输出. 而且基于现有驻极体或永磁体材料及其运动激励技术,

MA难以替代现有大功率固定台站实现数千公里的远距离通信, 其优势在于: 可在极小天线尺寸下(如10 cm量级), 实现相对高效的低频电磁波激励和信息加载, 即有望实现可机动甚至便携的中、近距离ELF/SLF/VLF通信系统, 从而为低频电磁通信的技术创新和应用领域扩展提供有效手段支撑。

当前, 国内外对于MA的研究主要集中在辐射机理、实现方案和实验验证等方面。但对于涉及多学

科、多技术领域交叉的全新的一类天线而言, 在天线参数定义、性能计算评估、分析方法研究等基础理论方面的研究还很少, 要认定MA是对现有天线的“革命”还缺乏足够的基础理论支撑。本文也试图对其中部分问题进行探讨, 但仍有很多基础性问题没有涉及, 亟需业界对各类MA的物理本质、基础理论和分析设计方法等展开系统深入研究, 为促进该技术的创新发展和应用研究提供理论和方法支撑。

参考文献

- 1 Lu J X. ELF and SLF Radio Technologies (in Chinese). Harbin: Harbin Engineering Press, 2013 [陆建勋. 极低频与超低频无线电技术. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2013]
- 2 Yuan L. Propagation and Noise of SLF and ELF Electromagnetic Waves (in Chinese). Beijing: National Defense Industry Press, 2011 [袁翊. 超低频和极低频电磁波的传播及噪声. 北京: 国防工业出版社, 2011]
- 3 Li B, Ji C S. A method of ship integrated navigation based on ALPHA and simulation (in Chinese). Ship Sci Technol, 2006, 28: 85–88 [李备, 吉春生. 一种基于甚低频系统的舰船综合导航方法与仿真. 舰船科学技术, 2006, 28: 85–88]
- 4 Zhang W. Development trend and analysis of submarine communication technology (in Chinese). Ship Electron Eng, 2016, 36: 1–3 [张巍. 对潜通信技术的发展动向与分析. 舰船电子工程, 2016, 36: 1–3]
- 5 Chu L J. Physical limitations of omni-directional antennas. J Appl Phys, 1948, 19: 1163–1175
- 6 Harrington R F. Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency. J Res Nat Bur Stand, 1960, 64: 1–12
- 7 McLean J S. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas. IEEE Trans Antennas Propagat, 1996, 44: 672–676
- 8 Wheeler H. The radiansphere around a small antenna. Proc IRE, 1959, 47: 1325–1331
- 9 Ding H. DARPA's mechanical antenna program could revolutionize military communications (in Chinese). Connilit, 2017, 4: 71–73 [丁宏. DARPA机械天线项目或掀起军事通信革命. 现代军事, 2017, 4: 71–73]
- 10 Prasad M N S, Huang Y, Wang Y E. Going beyond Chu-Harrington limit: ULF radiation with a spinning magnet array. In: 2017 32nd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science. Montreal: IEEE, 2017
- 11 Kemp M A, Franz M, Haase A, et al. A high Q piezoelectric resonator as a portable VLF transmitter. Nat Commun, 2019, 10: 1715
- 12 Bickford J A, Duwel A E, Weinberg M S, et al. Performance of electrically small conventional and mechanical antennas. IEEE Trans Antennas Propagat, 2019, 67: 2209–2223
- 13 Bickford J A, McNabb R S, Ward P A, et al. Low frequency mechanical antennas: Electrically short transmitters from mechanically-actuated dielectrics. In: 2017 IEEE Symposium on Antennas and Propagation. San Diego: IEEE, 2017. 1475–1476
- 14 Selvin S, Prasad M N S, Huang Y, et al. Spinning magnet antenna for VLF transmitting. In: 2017 IEEE Symposium on Antennas and Propagation. San Diego: IEEE, 2017. 1477–1478
- 15 Prasad M N S, Selvin S, Tok R U, et al. Directly modulated spinning magnet arrays for ULF communications. In: 2018 IEEE Radion and Wireless Symposium. Anaheim: IEEE, 2018. 171–173
- 16 Fawole O C, Tabib-Azar M. An electromechanically modulated permanent magnet antenna for wireless communication in harsh electromagnetic environments. IEEE Trans Antennas Propagat, 2017, 65: 6927–6936
- 17 Barani N, Sarabandi K. Mechanical antennas: Emerging solution for very-low frequency (VLF) communication. In: 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. Boston: IEEE, 2018. 95–96
- 18 Golkowski M, Park J, Bittle J, et al. Novel mechanical magnetic shutter antenna for ELF/VLF radiation. In: 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. Boston: IEEE, 2018. 65–66
- 19 Zheng H, Zhao J B, Xiong Q P, et al. Parallel plate VLF mechanical antenna. In: 2018 IEEE International Symposium on Antennas and

- Propagation. Boston: IEEE, 2018. 751–752
- 20 Gong S, Liu Y, Liu Y. A Rotating-magnet based mechanical antenna (RMBMA) for ELF-ULF wireless communication. *PIER M*, 2018, 72: 125–133
 - 21 Lin H, Ren Y. Research on radiation mechanism and application of low frequency mechanical antenna (in Chinese). In: Proceedings of 2018 Symposium on Submarine Communication Technology. Wuhan, 2018. 268–269 [林海, 任艳. 低频机械天线辐射机理及应用研究. 见: 2018对潜通信技术学术交流会议论文集. 武汉, 2018. 268–269]
 - 22 Wang Z X, Yang F, Cao Z X. An ultra-small rotating charge antenna and an amplitude-frequency modulation method (in Chinese). China Patent, 201810351522.4 [王宗新, 杨非, 曹振新. 一种超小型旋转电荷天线及信号幅频调制方法. 中国专利, 201810351522.4]
 - 23 Zhou Q, Shi W, Liu B, et al. A mechanical low frequency antenna based on rotating magnetic dipole (in Chinese). In: Proceedings of 2018 Symposium on Submarine Communication Technology. Wuhan, 2018: 231–235 [周强, 施伟, 刘斌, 等. 一种基于旋转磁偶极子的机械式低频天线. 见: 2018对潜通信技术学术交流会议论文集. 武汉, 2018. 231–235]
 - 24 Griffiths D J. Introduction to electrodynamics. 4th ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2013
 - 25 Xia Z F. Electrets (in Chinese). Beijing: Science Press, 2001. 1–2 [夏钟福. 驻极体. 北京: 科学出版社, 2001. 1–2]
 - 26 Suzuki M, Wada T, Takahashi T, et al. Nano-porous SiO₂ electret with high surface potential and high thermal resistance. In: IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. San Francisco: IEEE, 2014. 417–410
 - 27 Gross B. Static charges on dielectrics. *Br J Appl Phys*, 1950, 1: 259–267
 - 28 Hu B P. Status and development of rare-earth permanent magnetic materials (in Chinese). *J Magn Mater Devices*, 2014, 45: 66–77, 80 [胡伯平. 稀土永磁材料的现状与发展趋势. 磁性材料及器件, 2014, 45: 66–77, 80]
 - 29 Skomski R, Manchanda P, Kumar P K, et al. Predicting the future of permanent-magnet materials. *IEEE Trans Magn*, 2013, 49: 3215–3220
 - 30 Zhou S Z, Dong Q F, Gao X X. Sintered NdFeB Rare Earth Permanent Magnetic Materials and Technology (in Chinese). Beijing: Metallurgical Industry Press, 2014. 1–21 [周寿增, 董清飞, 高学绪. 烧结钕铁硼稀土永磁材料与技术. 北京: 冶金工业出版社, 2014. 1–21]
 - 31 Morita T. Miniature piezoelectric motors. *Sens Actuat A-Phys*, 2003, 103: 291–300
 - 32 Tian Z J, Wu W F. Research status and application of piezoelectric vibratory feeder device (in Chinese). *Mach Design Manuf*, 2011, 11: 54–56 [田忠静, 吴文福. 压电振动送料装置的研究现状及其应用. 机械设计与制造, 2011, 11: 54–56]
 - 33 Guo J, Morita S, Yamagata Y, et al. Magnetostrictive vibrator utilizing iron-cobalt alloy. *Sens Actuat A-Phys*, 2013, 200: 101–106
 - 34 Wang Y B, Liu C S, Zhao B. The present research and its application developing trend of power ultrasonic technology (in Chinese). *Mech Res Appl*, 2006, 19: 41–43 [王应彪, 刘传绍, 赵波. 功率超声技术的研究现状及其应用进展. 机械研究与应用, 2006, 19: 41–43]
 - 35 Gerada D, Mebarki A, Brown N L, et al. High-speed electrical machines: Technologies, trends, and developments. *IEEE Trans Ind Electron*, 2014, 61: 2946–2959
 - 36 Maeda A, Tomita H. Power and Speed Limitations in High Speed Electrical Machines. In: IPEC 95. Yokohama, 1995. 1321–1326
 - 37 Zhang F G, Du G H, Wang T Y, et al. Review on development and design of high speed machines (in Chinese). *Trans China Electrotech Soc*, 2016, 31: 1–18 [张凤阁, 杜光辉, 王天煜, 等. 高速电机发展与设计综述. 电工技术学报, 2016, 31: 1–18]
 - 38 Rahman M A, Chiba A, Fukao T. Super high speed electrical machines summary. In: 2004 IEEE Power Engineering Society General Meeting. Denver: IEEE, 2004. 1272–1275

Research on mechanism and key technology of mechanical antenna for a low-frequency transmission

ZHOU Qiang¹, YAO FuQiang¹, SHI Wei¹, HAO ZhenYang², ZHENG Huan³,
LIU Bin¹ & HE PanFeng¹

¹ The Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China;

² College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China;

³ Laboratory of Low Frequency Electromagnetic Communication Technology with the 722 Research Institute, CSIC, Wuhan 430205, China

Unlike conventional electrically small antennas (ESAs) that rely on the electromagnetic wave excited by the oscillated current in a conductor, the mechanical antennas (MAs) use a novel low-frequency (LF) transmission technique that utilizes the mechanical motion of electric charge or magnetic to generate the electromagnetic wave directly. This transmission technique is a promising solution for overcoming the physical limit of ESAs, and solving the problems of a large volume, complicated facilities, low radiation efficiency, and large transmission loss of current LF transmission systems. Accordingly, it can improve the motility and flexibility of the LF communication, and thus has a wide prospect in the underwater and underground communication and navigation and location applications. First, the definition and research status of the MA are introduced. Next, the realization and physical model investigation of the MA are provided. Then, the distribution model and attenuation characteristic of the time-varying electromagnetic field in space are explained in detail. According to the comparison of different types, a general structure of the MA is proposed. The main challenges regarding the high-efficiency utilization are introduced, and the application mode and prospect are described. A rotating-magnet based MA prototype composed of a NdFeB high-speed permanent magnetic servo electrical machine is developed using the proposed MA structure. The time-varying magnetic field characteristic of the prototype is preliminarily verified by the near-field measurement, as well as the possibility and effectiveness of the FSK modulation.

low frequency electromagnetic communication, electrically small antenna, mechanical antenna, electret, permanent magnet, ultrasonic vibration, rotary servo drive

doi: [10.1360/SST-2019-0118](https://doi.org/10.1360/SST-2019-0118)