

## 基于 NOMA 的 RIS 与 DF 中继对比研究\*

李小双<sup>1</sup>, 刘秋妍<sup>1</sup>, 张忠皓<sup>1</sup>, 李福昌<sup>1</sup>, 李佳俊<sup>2</sup>

(1. 中国联合网络通信有限公司研究院, 北京 100048; 2. 中国联通华盛通信有限公司, 北京 100031)

**摘要:** 面向 5G-Advanced 和 6G 移动通信系统深度覆盖需求, 提出基于非正交多址接入(NOMA)的智能超表面(RIS)和解码转发(DF)中继解决方案, 通过系统建模、容量分析和能效分析, 对比基于 NOMA 的 RIS 和 DF 中继方案的性能增益。典型场景下的数值仿真与对比分析表明, 随着阵元数目的增大, 相比于 DF 中继, RIS 方案的能效增益逐渐增大。

**关键词:** 无线通信; 6G; 智能超表面; 转发中继

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.212020

中文引用格式: 李小双, 刘秋妍, 张忠皓, 等. 基于 NOMA 的 RIS 与 DF 中继对比研究[J]. 电子技术应用, 2021, 47(9): 5-8.

英文引用格式: Li Xiaoshuang, Liu Qiuyan, Zhang Zhonghao, et al. Comparison between RIS and DF relay with NOMA[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(9): 5-8.

## Comparison between RIS and DF relay with NOMA

Li Xiaoshuang<sup>1</sup>, Liu Qiuyan<sup>1</sup>, Zhang Zhonghao<sup>1</sup>, Li Fuchang<sup>1</sup>, Li Jiajun<sup>2</sup>

(1. China Unicom Research Institute, Beijing 100048, China; 2. China Unicom Huasheng Co., Ltd., Beijing 100031, China)

**Abstract:** In this paper, non-orthogonal multiple access(NOMA) schemes with reconfigurable intelligent surface(RIS) and decode-and-forward(DF) relay are proposed according to deep coverage requirements in 5G-Advanced and 6G. Then, system model of NOMA-RIS and NOMA-DF relay schemes are established. System analysis of NOMA-RIS and NOMA-DF relay are compared, including capacity and energy efficient. Numerical simulation and comparison analysis in typical scenarios show that RIS obtains more energy efficiency gain than DF relay as the number of array elements increases.

**Key words:** wireless network; 6G; reconfigurable intelligent surface(RIS); decode-and-forward relay

## 0 引言

新一轮科技革命和产业变革在创造新的产品和服务供给的同时, 也对加快新型基础设施建设提出新要求。中共中央政治局常务委员会召开会议提出, 加快 5G 网络、数据中心等新型基础设施建设进度。未来十年, 移动通信网络将支持千倍容量增长和无处不在的无线连接。与此同时, 高度复杂的网络、高成本的硬件和日益增加的能源消耗成为制约未来无线通信面临的关键问题<sup>[1]</sup>。

## 1 智能超表面技术

移动新业务对通信带宽和通信速率的需求也急速提升, 充足的频带资源是保障更高速率的必要条件, 高频频段有丰富的带宽资源, 可以极大地提高通信速率, 向毫米波、太赫兹等更高频段演进已经成为后 5G(Beyond 5G, B5G)和未来 6G 移动通信网络演进的必然趋势<sup>[2-3]</sup>。但是, 高频信号最明显的特征就是路径损耗较大、小区半径较小, 并且受障碍物遮挡、雨雪天气、环境吸收等的

影响非常大, 几乎所有的障碍物都会对无线信号造成至少几十 dB 的传播损耗, 几乎所有的通信都无法保障<sup>[4-5]</sup>。在实际的无线通信环境中, 人体、墙体等障碍物遮挡是无法避免的, 因此, 如何克服障碍物遮挡是高频通信亟待解决的关键问题。

智能超表面技术(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)通过可编程方式控制超材料单元的电磁特性, 实现三维空间内无线信号传播特性的智能重构, 突破了只能被动适应无线环境的局限<sup>[6-10]</sup>。智能超表面作为一种基础性创新技术, 具有低成本、低功耗和易部署等商用前景<sup>[11-14]</sup>, 在 5G-Advanced、6G 等领域都具有很多潜在需求和应用价值, 为保持我国无线通信新技术的全球领先提供一种自主创新的新方案。

## 2 系统模型

## 2.1 无辅助的 NOMA 下行链路传输

考虑从基站端到用户端 SISO 传输的通信。确定性平坦衰落信道用  $h_{sd_1}, h_{sd_2} \in \mathbb{C}$  表示, 信道增益包含天线增益。目标用户接收的信号为:

\* 基金项目: 国家重点研发计划项目(2020YFB1806701)

$$y_1 = h_{sd_1}(\sqrt{p_1} s_1 + \sqrt{p_2} s_2) + n \quad (1)$$

$$y_2 = h_{sd_2}(\sqrt{p_1} s_1 + \sqrt{p_2} s_2) + n \quad (2)$$

其中,  $p$  是发射功率,  $s$  是单位功率信息信号,  $n \sim N_C(0, \sigma^2)$  是接收机噪声。SISO 信道的容量为:

$$R_1 = \log_2 \left( 1 + \frac{p_1 |h_{sd_1}|^2}{p_2 |h_{sd_1}|^2 + \sigma^2} \right) \quad (3)$$

$$R_2 = \log_2 \left( 1 + \frac{p_2 |h_{sd_2}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (4)$$

## 2.2 RIS 辅助的 NOMA 下行链路传输

如图 1 所示, 考虑下行链路单天线发射到单天线接收 RIS-NOMA 网络, 其中实施了由  $N$  反射元件组成的 RIS, 以协助基站(Base Station, BS)向单天线用户发送信号<sup>[10]</sup>。由于 SIC 技术的解码复杂性, 本文考虑用户数量为两个。从 BS 到 RIS 的确定性信道用  $h_{sr} \in C^N$  表示, 其中  $[h_{sr}]_n$  表示第  $n$  个分量。RIS 与目标用户之间的信道由  $h_{rd} \in C^N$  表示。每个元件的大小都小于波长, 因此它能够在所有方向上以近似恒定的增益输入信号。RIS 的性质表示为对角矩阵:

$$\Theta = \alpha \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_N}) \quad (5)$$

其中,  $\alpha \in (0, 1]$  是固定的幅度反射系数, 而  $\theta_1, \dots, \theta_N$  是可以由 RIS 优化的相移变量。系统用户的接收信号为:

$$y = (h_{sd_1} + h_{sr}^T \Theta h_{rd_1})(\sqrt{p_1} s_1 + \sqrt{p_2} s_2) + n \quad (6)$$

$$y = (h_{sd_2} + h_{sr}^T \Theta h_{rd_2})(\sqrt{p_1} s_1 + \sqrt{p_2} s_2) + n \quad (7)$$

其中,  $p$ 、 $s$  和  $n$  在 SISO 情况下定义。由于信道是确定性的, 因此目标用户可以得到完整的信道状态信息, 并且可以优化相移变量。不失一般性, 假设  $|h_{rd_1}|^2 \leq |h_{rd_2}|^2$ 。

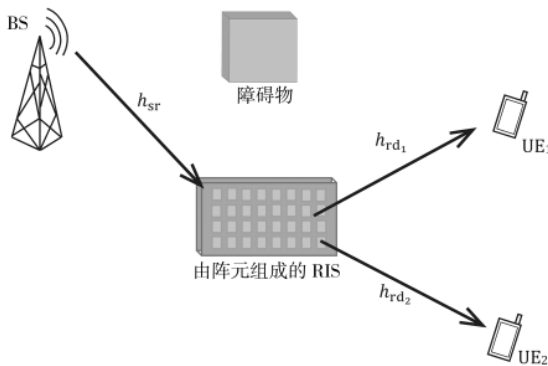


图 1 网络安全概念示意图

定理 1 RIS 辅助的 NOMA 传输的信道容量为:

$$R_1^{\text{IRS}}(N) = \max_{\theta_1, \dots, \theta_N} \log_2 \left( 1 + \frac{p_1 |h_{sd_1} + h_{sr}^T \Theta h_{rd_1}|^2}{p_2 |h_{sd_1} + h_{sr}^T \Theta h_{rd_1}|^2 + \sigma^2} \right) \\ = \log_2 \left( 1 + \frac{p_1 (h_{sd_1} + \alpha \sum_{n=1}^N |[h_{sr}]_n [h_{rd_1}]_n|^2)}{p_2 (h_{sd_1} + \alpha \sum_{n=1}^N |[h_{sr}]_n [h_{rd_1}]_n|^2) + \sigma^2} \right) \quad (8)$$

$$R_2^{\text{IRS}}(N) = \max_{\theta_1, \dots, \theta_N} \log_2 \left( 1 + \frac{p_2 |h_{sd_2} + h_{sr}^T \Theta h_{rd_2}|^2}{\sigma^2} \right)$$

$$= \log_2 \left( 1 + \frac{p_2 (h_{sd_2} + \alpha \sum_{n=1}^N |[h_{sr}]_n [h_{rd_2}]_n|^2)}{\sigma^2} \right) \quad (9)$$

证明: 任何给定的比率表达式(5)都是由加性高斯白噪声的信道容量获得的。同时, 对于式(8)和式(9),  $h_{sr}^T \Theta h_{rd_i} = \alpha \sum_{n=1}^N e^{j\theta} [h_{sr}]_n [h_{rd_i}]_n, j=1, 2$ 。当将相移选择为  $\theta_n = \arg(h_{sd_1}) - \arg([h_{sr}]_n [h_{rd_1}]_n)$ , 以使总和中的每个项与  $h_{sd_1}$  处于相同相位时, 将获得最大速率。

## 2.3 中继辅助的 NOMA 下行链路传输

用一个半双工中继替代 RIS, 将其部署在与 RIS 相同的位置。考虑经典的重复编码 DF 中继协议, 其中传输被分为两个相等大小的阶段。在第一阶段, BS 分别以发射功率  $p_1$  和  $p_2$  向中继发送符号  $s_1$  和  $s_2$ , 叠加信号表示为:

$$X^{t_1} = \sqrt{p_1} s_1 + \sqrt{p_2} s_2 \quad (10)$$

在第一阶段中, 从基站端向中继进行传输, 而在中继处的接收信号为:

$$y^{t_1} = h_{sr} X^{t_1} + n^{t_1} \quad (11)$$

不失一般性, 假设  $|h_{rd_1}|^2 \leq |h_{rd_2}|^2$ , 中继首先通过将  $s_2$  视为噪声来解码  $s_1$ , 然后通过 SIC 对  $s_2$  进行解码。DF 中继使用  $y^{t_1}$  解码信息, 然后再次对其进行编码以在第二阶段进行传输。在第二阶段, 中继向 UE<sub>1</sub> 和 UE<sub>2</sub> 发送叠加信号:

$$X^{t_2} = \sqrt{p_1} s_1 + \sqrt{p_2} s_2 \quad (12)$$

两个用户接收到的信号分别为:

$$y_1^{t_2} = h_{rd_1} X^{t_2} + n_1^{t_2} \quad (13)$$

$$y_2^{t_2} = h_{rd_2} X^{t_2} + n_2^{t_2} \quad (14)$$

其中,  $p_1^{t_2}$ 、 $p_2^{t_2}$  分别对应两个用户信号的发射功率;  $h_{rd_1}$ 、 $h_{rd_2} \in C$ , 分别表示中继和两个用户之间的信道; 而  $n_1^{t_2}$ 、 $n_2^{t_2} \sim N_C(0, \sigma^2)$  是接收机噪声。然后, 将两个阶段接收到的信号  $y^{t_1}$  和  $y_1^{t_2}$ 、 $y^{t_1}$  和  $y_2^{t_2}$  进行最大比合并, 得到在 UE<sub>1</sub> 和 UE<sub>2</sub> 处实现的速率。令  $\Gamma_1 = |h_{sr}|^2$ ,  $\Gamma_{1,i} = |h_{rd_i}|^2$ ,  $\Gamma_{2,i} = |h_{sd_i}|^2$ , 其中  $i=1, 2$ , 重复编码的 DF 中继辅助 NOMA 传输可实现的速率为:

$$R_i^{\text{DF}} = \min \left( \frac{1}{2} \log_2 \left( \frac{p_1 \Gamma_1}{\sigma^2} \right), \frac{1}{2} \log_2 \left( \frac{p_1 (\Gamma_{1,i} + \Gamma_{2,i})}{\sigma^2} \right) \right) \quad (15)$$

## 3 性能比较分析

### 3.1 功率最小化比较

如果对用户的最小数据速率约束为  $R_{\min}$ , 则可以使用式(3)、式(4)、式(8)、式(9)和式(15)中的速率表达式来

推出两种辅助设置和无辅助的传输所需的发射功率。

### 3.2 能耗比较

根据式(3)、式(4)、式(8)、式(9)和式(15), 3 种 NOMA 下行链路传输的数据速率和分别为:

$$R=R_1+R_2 \quad (16)$$

$$R^{\text{DF}}=R_1^{\text{DF}}+R_2^{\text{DF}} \quad (17)$$

$$R^{\text{IRS}}=R_1^{\text{IRS}}+R_2^{\text{IRS}} \quad (18)$$

因此, 由传输所需要的总功率( $P_1+P_2$ )可以得到无辅助 NOMA 下行链路传输的能效表达式:

$$\text{EE}=\frac{R}{\frac{P}{e}+P_s+P_d} \quad (19)$$

其中,  $e \in (0, 1]$  是功率放大器的效率, 而  $P_s$  和  $P_d$  分别为 BS 处发射源和用户的硬件消耗的功率。在中继辅助的 NOMA 下行链路传输情况下, 由于中继为半双工传输, 在  $t_1$ 、 $t_2$  时隙中源的总能量消耗为  $P^{\text{DF}}$ , 因此在一个时隙中源的平均功率消耗为  $\frac{P^{\text{DF}}}{2}$  [12], 而且, 基站处的平均功

耗为  $\frac{1}{2}P_s$ , 中继辅助的 NOMA 传输能效表示为:

$$\text{EE}^{\text{DF}}=\frac{R^{\text{DF}}}{\frac{P^{\text{DF}}}{2e}+\frac{1}{2}P_s+P_d+P_r} \quad (20)$$

其中,  $P_r$  是中继硬件消耗的功率。在 RIS 辅助的 NOMA 传输的情况下, RIS 需要利用电路实现自适应相移, 用  $\text{NP}_e$  表示  $N$  个元件需要消耗的功率, RIS 辅助的 NOMA 传输能效表示为:

$$\text{EE}^{\text{IRS}}=\frac{R^{\text{IRS}}}{\frac{P^{\text{IRS}}(N)}{e}+P_s+P_d+\text{NP}_e} \quad (21)$$

## 4 数值仿真与对比分析

本节将针对上文的分析内容进行仿真验证, 首先介绍仿真环境和参数配置, 然后给出具体的仿真图和相关分析。

### 4.1 仿真参数设置

考虑两个用户 NOMA 的下行传输场景, 首先使用 3GPP Release 9 中对城市微小区 (Urban Micro, UMi) 的 E-UTRA 物理层标准来建立信道模型。信道增益建模的载波频率为 3 GHz, 忽略阴影衰落, 信道模型为确定性模型。可选择的信道有视距传输 (Line-of-Sight, LOS) 信道和非视距传输 (Non-LOS, NLOS) 信道, 将基站端和用户端的增益 (单位为 dBi) 分别表示为  $G_t$  和  $G_r$  (假设两个用户设备相同), 信道增益与距离的关系可以表示为:

$$I^{\text{LOS}}=G_t+G_r+(-37.5-22\log_{10}(d)) \quad (22)$$

$$I^{\text{NLOS}}=G_t+G_r+(-35.1-36.7\log_{10}(d)) \quad (23)$$

其中,  $d$  的单位为 m。然后, 将基站-RIS/中继及 RIS/中继-用户之间设置为 LOS 信道, 另外假设基站-用户之间存在 NLOS 信道。具体参数设置见表 1。基于文献[14]中的 RIS 物理距离模型, 其中基站-RIS/DF 中继的距离

表 1 参数设置

参数名称	参数值
基站-RIS/DF 中继的距离( $d_w$ )/m	80
RIS/DF-用户的最小距离/m	10
载波频率( $f_c$ )/GHz	3
带宽( $B$ )/MHz	10
Raleigh 衰落( $\sigma$ )	均值为 1 的指数分布
噪声功率	$-174+10\lg B+10\text{dBm/Hz}$
路径损耗	LOS; NLOS
源硬件功率消耗( $P_s$ )/mW	100
目标硬件功率消耗( $P_d$ )/mW	100
中继硬件功率消耗( $P_r$ )/mW	100
RIS 元件的功率消耗( $P_e$ )/mW	5
功率放大器的效率( $e$ )	0.5

为 80 m, RIS/DF-用户的最小距离设置为 10 m。

### 4.2 数值仿真性能比较

在本节中, 按照上一节中的仿真环境对传输的能效进行分析。在 NOMA 下行链路传输中, 首先讨论在数据速率约束下需要的最小发射功率的情况。在数据速率变化范围为 0~10 bit/s/Hz 内, 当用户在距 RIS/中继半径 70 m 随机分布时, 如图 2 所示, 在  $R \leq 4.5$  bit/s/Hz 的情况下, 在目标的所有考虑位置, SISO 情况要求的功率最高, 而 DF 中继情况要求的功率最小。速率增加到  $R=8.2$  bit/s/Hz, RIS 辅助 NOMA 传输的方案变得更有竞争力。所以, 当需要较高的数据速率时, 采用 RIS 辅助传输是较优的选择, 而在中继可以满足数据速率的要求的时候, 可以采用中继辅助传输。另外, 中继由于受到半双工传输的限制, 随着数据速率要求的提高, 需要的发射功率增长速度增大, 此时, RIS 优势非常明显。然后, 为了比较用户不同分布的情况下数据速率约束和最小发射功率的关系, 将用户与 RIS/中继半径增加至两倍, 如图 3 所示。当目标远离基站, RIS 用户分布较远时, RIS

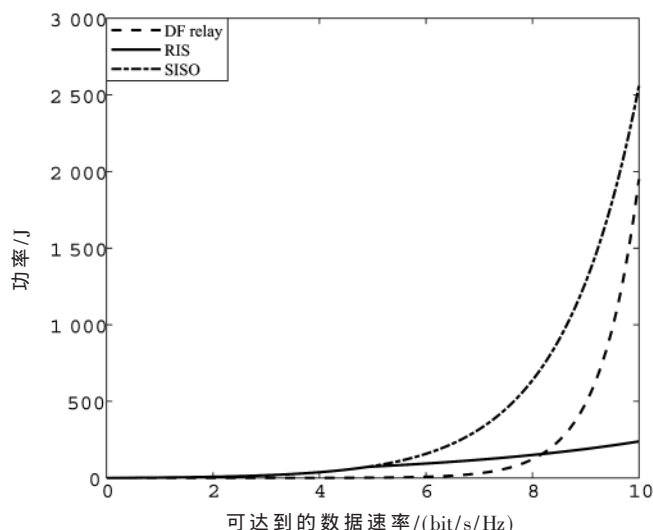


图 2 RIS 与 DF 中继能效对比图(RIS/DF 中继覆盖半径 70 m)

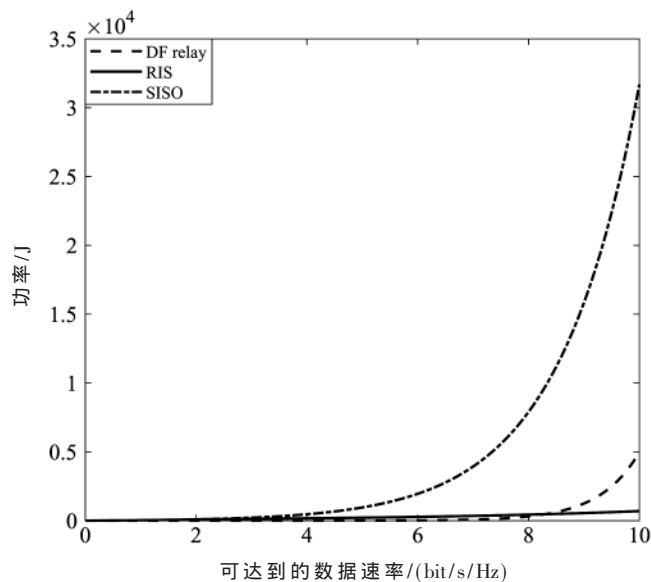


图3 RIS与DF中继能效对比图(RIS/DF中继覆盖半径140 m)

曲线和DF中继曲线的交点后移,DF中继的可选范围增大。

## 5 结论

在通信信道中增加辅助设备是提能效的重要方法,本文比较了重复编码DF中继和有应用前景的RIS在能效方面的优势。随着阵元数目的增大,相比于DF中继,RIS方案的能效增益逐渐增大。这是因为RIS能够弥补重复编码DF中继半双工传输的缺陷,即重复编码DF中继在高数据速率约束时,需要的发射功率较高。但是,本文中为了获得理想的数据速率,RIS需要有源元件进行重新配置,RIS硬件消耗的功率导致其能效降低。未来,需要综合考虑配置元件相移所需的功耗及元件数目设计元件相移配置方案。

## 参考文献

- [1] Focus group on technologies for network 2030[R].ITU Technical Report, 2020.
- [2] YOU X, WANG C, HUANG J, et al. Towards 6G wireless communication networks: vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. SCIENCE CHINA Information Sciences, 2020, 64(1): 1-77.
- [3] YRJOLA S, AHOKANGAS P, MATINMIKKO-BLUE M. White Paper on Business of 6G[Z]. University of Oulu, 2020.
- [4] RANGAN S, RAPPAPORT T, ERKIP E. Millimeter-wave cellular wireless networks: potentials and challenges[J]. Proceedings of the IEEE, 2014(3): 366-385.
- [5] MACCARTNEY G, RAPPAPORT T, RANGAN S. Rapid

fading due to human blockage in pedestrian crowds at 5G millimeter wave frequencies[C]//2017 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 2017: 1-7.

- [6] CUI T, QI M, WAN X, et al. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable meta-materials[J]. Light: Science & Applications, 2014, 3(10): e218.
- [7] LI L, CUI T, JI W, et al. Electromagnetic reprogrammable coding-meta-surface holograms[J]. Nature Communications, 2017, 8: 197.
- [8] HU S, RUSEK F, EDWARDS O. The potential of using large antenna arrays on intelligent surfaces[C]//IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2017: 1-6.
- [9] LIASKOS C, NIE S, TSOLIARIDOU A, et al. A new wireless communication paradigm through software controlled meta-surfaces[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56: 162-169.
- [10] OZDOGAN O, BJORNSSON E, LARSSON E G. Intelligent reflecting surfaces: physics, propagation, and pathloss modeling[J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2019, PP(99): 1.
- [11] MU X, LIU Y, GUO L, et al. Exploiting intelligent reflecting surfaces in NOMA networks: joint beamforming optimization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(10): 6884-6898.
- [12] Liu Qian, Lv Tiejun, Lin Zhipeng, et al. Energy-efficient transmission design in cooperative relaying systems using NOMA[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(3): 594-597.
- [13] Lan Xiaolong, Zhang Yongmin, Chen Qingchun, et al. Energy efficient buffer-aided transmission scheme in wireless powered cooperative NOMA relay network[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1432-1447.
- [14] HUANG C, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(8): 4157-4170.

(收稿日期: 2021-08-11)

## 作者简介:

李小双(1997-),女,硕士,主要研究方向: B5G/6G 无线通信技术。

刘秋妍(1984-),女,博士,高级工程师,主要研究方向: B5G/6G 无线通信技术。

张忠皓(1981-),男,博士,教授级高级工程师,主要研究方向: 5G 毫米波、B5G/6G 无线通信技术。



扫码下载电子文档



## 版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所