



有源 Non-Foster 负阻匹配网络及其天线应用

党涛¹, 韩垒^{1*}, 郭谨豪², 欧阳骏²

(1. 四川九州电器集团有限责任公司 四川 绵阳 621000; 2. 电子科技大学电子科学与工程学院 成都 611731)

【摘要】传统的匹配网络通过串联电感实现, 往往只能在点频实现理想匹配, 使得天线带宽受到极大的限制。针对小型化天线的宽带匹配问题展开研究, 利用有源非福斯特 (non-foster) 网络实现等效负阻抗匹配网络, 打破电小天线的品质因数限制, 可以在很宽的频带内抵消电小天线的电容, 实现小型化天线的宽带匹配。设计并加工测试了一种针对手持设备的终端天线负阻匹配网络, 实现了单极子天线高度为 $1/10$ 波长的情况下, 不附加任何结构, 驻波比在 400~700 MHz 频段内小于 2.5, 天线辐射效率大于 75%。

关键词 宽带化; 匹配网络; 负阻抗; 非福斯特加载; 终端天线

中图分类号 TN82 文献标志码 A doi:10.12178/1001-0548.2020307

Research on Active Non-Foster Negative-Impedance Matching Network and its Application on Antenna

DANG Tao¹, HAN Lei^{1*}, GUO Jinhao², and OUYANG Jun²

(1. Sichuan Jiuzhou Electric Appliance Group Co., LTD. Mianyang Sichuan 621000;

2. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract The traditional matching network can only achieve the ideal matching at one certain frequency through the series inductor, which limits the antenna bandwidth. In this paper, the broadband matching problem of electrically small antenna is studied, and a negative-impedance matching network is realized by using the active non-foster circuit, which breaks the limitation of the electrically small antenna quality factor and can cancel the capacitance of the electrically small antenna in a very wide frequency band. Based on the above principle, a negative resistance matching network for handheld devices terminal antenna is designed and processed in this paper. When the height of the monopole antenna is only $1/10$ wavelength, no structure is attached, the VSWR is less than 2.5 in the 400 MHz to 700 MHz band, and the antenna radiation efficiency is greater than 75%.

Key words broadband; match network; negative-impedance; non-foster loading; terminal antenna

当一个二端口网络的输入阻抗不满足福斯特定理时, 其电路称之为非福斯特电路 (non-foster circuit, NFC), 等效为负阻抗。文献 [1] 提出实现负阻抗的 NFC 的可能性, 并指出在理论上可用于提高电话线路的传输增益。文献 [2] 提出可通过三极管实现 NFC 的电路结构。文献 [3-4] 提出了一种电流反相型 NFC 电路结构。文献 [5] 则提出了基于运放的 NFC 电路结构。

近年来, 随着移动互联网的兴起, 对电小天线宽带化的需求日渐增加, 学者们对 NFC 的负阻特

性产生了浓厚的兴趣^[6-10], 将 NFC 与电小天线相连后, 可以在很宽的频带内抵消天线的电抗, 打破 Bode-Fano 准则的限制, 拓展天线的带宽。

文献 [6] 研究了 6 英寸单极天线和 12 英寸偶极天线的 NFC 阻抗匹配网络。文献 [7] 给出了有源匹配网络的设计和仿真方法。文献 [8] 基于 Linvill 的 NFC, 研究了 15 cm 长的单极天线, 在 30~200 MHz 的频带内匹配后的增益比未匹配的增益提高了 10 dB 以上。文献 [9] 从增益和噪声的角度研究了 NFC 对电小天线性能的影响。文献 [10] 通过

收稿日期: 2021-07-30; 修回日期: 2022-06-27

基金项目: 部级基金

作者简介: 党涛 (1979-), 男, 博士, 主要从事天线技术研发方面的研究。

*通信作者: 韩垒, E-mail: hanlei030432@163.com

NFC, 使电小单极子天线的 $-6 \text{ dB } S_{11}$ 相对带宽从 0.076% 提高到 110% 。

但以上方法在电路稳定性和优化设计方面缺乏详细研究, 本文基于稳定的 NFC 电路设计及其优化方法展开研究, 具体针对移动手持设备天线的小型化宽带化问题, 天线覆盖物联网大部分频段 ($400 \sim 700 \text{ MHz}$)。为降低天线尺寸 (低频的 $1/10$ 波长) 但又不影响天线性能, 本文采用浮地型负阻变换器的非福斯特电路结构及其抗自激方法, 并在此基础上进行了实验研究, 其测试结果与仿真结果基本吻合, 证明了 NFC 进行天线小型化宽带化设计的有效性, 最终完成了 75% 效率下的小尺寸宽带手持设备天线样机。

1 负阻变换器及其匹配原理

图 1 为无源和有源 NFC 匹配的电小天线阻抗对比。图 1a 采用无源匹配, 将传统电感与天线相串联用以消除天线自身的电容, 但由于天线及无源器件的电抗频响曲线斜率为正, 只能在很窄的频带内获得匹配。图 1b 引入了 NFC, 由于其电抗频响曲线斜率为负, 使其与天线电抗在较宽的频带内互为相反数, 从而使得天线的电抗能够在较宽的频带内抵消, 实现宽频带特性。

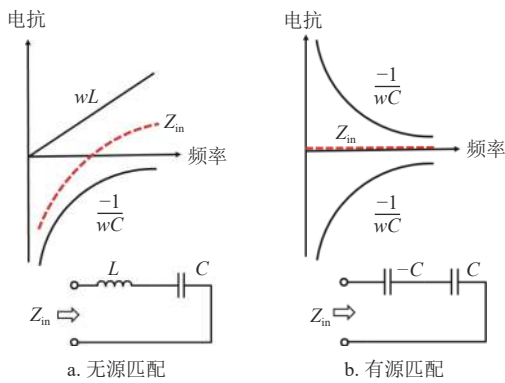


图 1 无源与有源 Non-Foster 电路匹配

NFC 从使用方式上也可以分为两类: 接地型和浮地型。负载及 NFC 没有任何一侧接地, 称为浮地型, 用于串联连接。负载的一侧接地, 称为接地型, 用于并联连接。本文通过串联方式抵消天线等效电容, 故选择浮地型 NFC 电路, 其原理如图 2 所示。通过合理的元件选择, 可以使得等效电路输出为原天线的负阻抗, 在串联进天线系统后可以实现电抗进行宽带抵消。

图 2 中电路晶体管工作在共射状态, 由晶体管

的特性可知, 发射级电流等于集电极电流, 且基极与集电极的电压等于发射级与集电极间的电压。

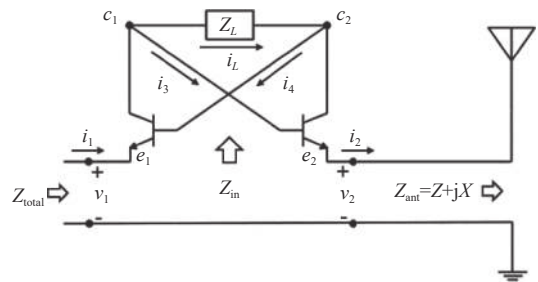


图 2 浮地型的负阻变换器

令晶体管放大倍数为 α , 则有以下关系:

$$i_1 = -\alpha i_4, \quad i_2 = \alpha i_3 \tag{1}$$

利用电流的节点分析法可知:

$$i_1 = i_3 + i_L, \quad i_2 = i_L - i_4 \tag{2}$$

将式 (1) 带入式 (2) 中可得:

$$-\alpha i_4 = i_3 + i_L, \quad \alpha i_3 = i_L - i_4 \tag{3}$$

合并式 (3) 可得:

$$-\alpha(i_3 + i_4) = i_3 + i_4 \tag{4}$$

即:

$$i_3 = -i_4 \Rightarrow i_1 = i_2 \tag{5}$$

因而:

$$i_L = -i_3 - \alpha i_4 = (\alpha - 1)i_3 = -(\alpha - 1)i_4 = \frac{\alpha - 1}{\alpha} i_1 = \frac{\alpha - 1}{\alpha} i_2 \tag{6}$$

当晶体管的放大倍数远大于 1 时, 有:

$$i_L = \alpha i_3 = -\alpha i_4 = i_1 = i_2 \tag{7}$$

由共射放大电路的性质可得到电压关系:

$$u_{c2c1} = u_{e1c1}, \quad u_{c1c2} = u_{e2c2} \tag{8}$$

式 (8) 中两式相减可以得到:

$$u_{e1e2} = u_{c2c1} \tag{9}$$

因此:

$$Z_{in} = \frac{u_{e1e2}}{i_1} = \frac{u_{c2c1}}{i_L} = -Z_L \tag{10}$$

可以看出电路两端口间的电压 u_{e1e2} 与负载电压和负载 Z_L 上的电压相反, 而电流相同, 因而此电路为电压反相型负阻变换器。

假设天线的输入阻抗为:

$$Z_{ant} = Z + jX \tag{11}$$

当电路中负载 $Z_L = jX$ 时, 系统的总输入阻抗为:

$$Z_{total} = Z_{in} + Z_{ant} = -jX + Z + jX = Z \quad (12)$$

即可使用负阻变换器抵消天线的电抗。

2 负阻变换器仿真设计

选择瑞萨公司的低噪声晶体管 2SC3583 作为 NFC 的有源器件, 该晶体管具有低噪声及高截止频率的特点。其在 $V_{CE}=8\text{ V}$, $I_{CE}=10\text{ mA}$ 时噪声系数最小 $NF=1.2\text{ dB}$ 且截止频率大于 7 GHz (选择为最高工作频率的十倍)。

首先利用 ADS 仿真软件(如图 3 所示)来获取电路中晶体管的小信号放大倍数与频率的影响关系, 晶体管工作于共射状态, 其中电阻 R_1 、 R_2 为偏置电阻, 为基级提供偏置电压, R_3 为限流电阻, 限制发射极与集电极的电流。仿真结果如图 4 所示。可以看出, 晶体管的放大倍数在天线的工作频带内 ($400\sim 700\text{ MHz}$) 小于 8($f=400\text{ MHz}$ 时, $\alpha=8$, $f=700\text{ MHz}$ 时, $\alpha=5$), 没有满足远大于 1 的条件, 所以需要在后续的电路设计中将放大倍数对电路转换系数大小的影响考虑在内。

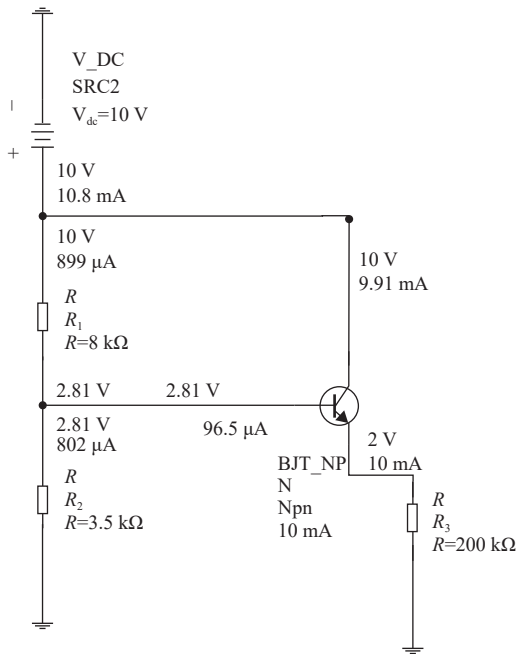


图 3 晶体管偏置电路

图 5 为最终设计的 NFC 电路原理图, C_1 、 C_2 为去耦电容, C_3 、 C_4 、 C_5 、 C_6 为隔直电容, C_7 是负载电容, $R_1\sim R_6$ 为晶体管的偏置电阻, 电源取 10 V 。基于天线工作频率, 电路中去耦电容与隔直电容取 100 pF ; 隔交电感为 $2.2\text{ }\mu\text{H}$ (L_1 、 L_2) 和 $4.7\text{ }\mu\text{H}$ (L_3 、 L_4)。最终通过电路的转换作用, 可以在端口之间输出负载电容的负阻抗值, 即 $-C_7$ 。仿

真得到端口 1 的输入阻抗, 结果如图 6 所示。在图 6a 中, 随着频率的不断加电路的输入阻抗逐渐变小, 可利用式 (13) 求得该变换器的等效输入电容, 如图 6b 所示, 频段内电路输入阻抗的等效电容约为 -6.2 pF 。因此该负阻转换器的转换系数 $K=-1.24$ 。

$$C = -\frac{1}{2\pi f \text{imag}(Z_{in})} \quad (13)$$

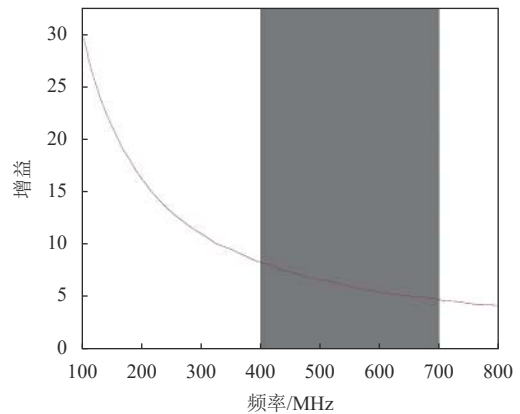


图 4 晶体管的交流小信号放大倍数与频率关系

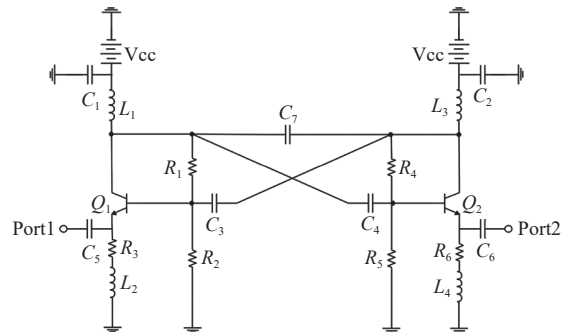
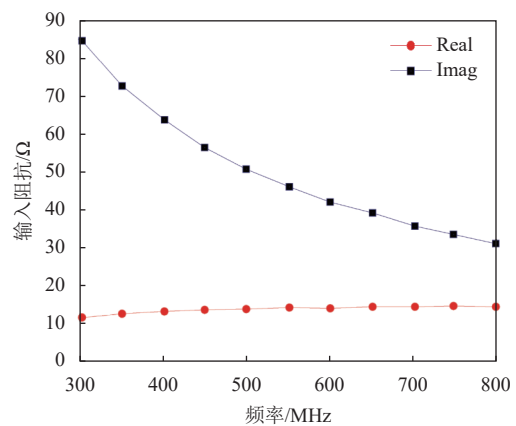
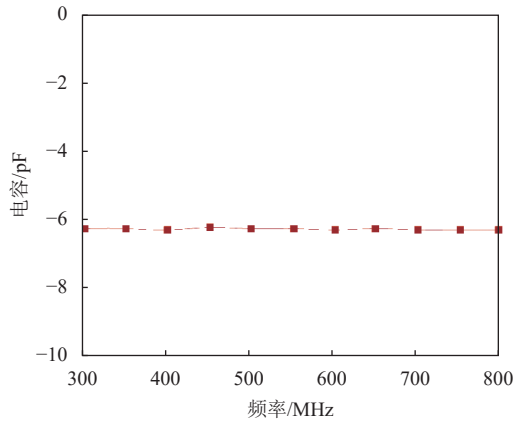


图 5 负阻变换器电路原理图



a. 负阻变换器输入阻抗



b. 等效电容值曲线
图 6 输入阻抗仿真

3 联合仿真及防自激电路优化

图 7 为手持机天线模型, 其中单极子天线长为 70 mm, 两块地板的尺寸如图所示。HFSS 仿真天线输入阻抗结果如图 8 所示。从图 8 可以看出, 该天线在工作频段内阻抗的实部较小, 虚部较大。计算得到其虚部等效为 2.8~3.5 pF 的电容, 此时便可以设计非福斯特负阻抗变换器用以抵消此天线电容。

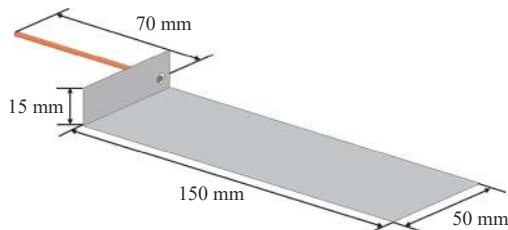


图 7 手持机天线仿真模型

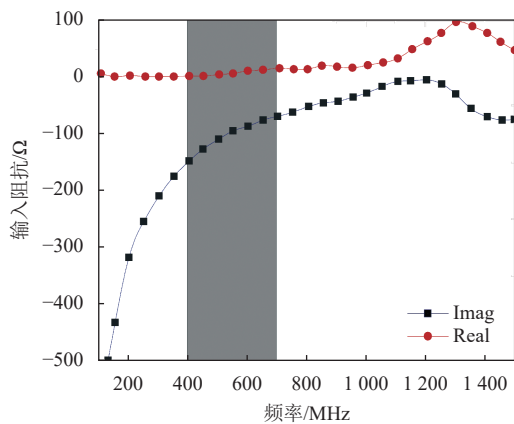


图 8 手持机终端天线的输入阻抗结果

将 HFSS 中天线的仿真结果作为 ADS 中的单端口器件, 与前面所述的 NFC 串联, 通过优化求

得负载电容的最佳取值。最终, 当负载电容 C_7 取 2.5 pF 时, 负阻变换器可以抵消天线的电抗。

图 5 中 NFC 为了实现电压反相, 将一个晶体管的基级与另一晶体管的集电极相连, 构成了正反馈回路, 可能存在不稳定性 (若回路增益大于 0, 且相位以负斜率穿过零点, 则会发生自激)。为避免产生自激, 一方面需要抑制电源带来的影响, 另一方面需要增加损耗元件或者增加电抗元件。优化后的电路如图 9 所示, 电源处加入 3 个电容滤波 (其容值分别为 100 pF、1 nF、10 nF), 来消除较宽频带内的纹波。负载电容旁并联电感 $L_5=L_6=10$ nH 以及增加电阻 $R_7=R_8=100 \Omega$, 使环路增益不满足自激条件。

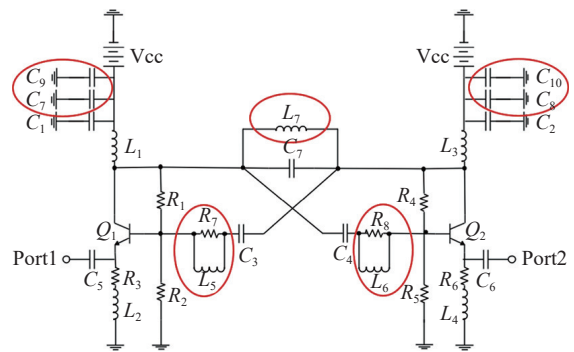


图 9 加载电路优化后的电路图

电路优化后, 输入阻抗曲线图如图 10 所示, 天线综合仿真驻波曲线如图 11 所示。可以看出在所需的频段内, 驻波比小于 2.5, 说明了加载电路的转换作用有效地改善了天线的匹配。

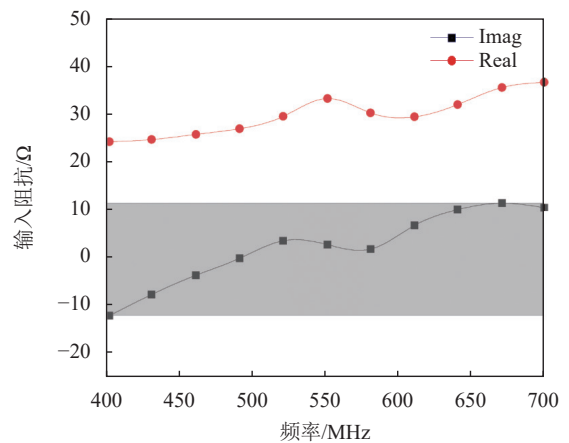


图 10 天线加载电路后的输入阻抗

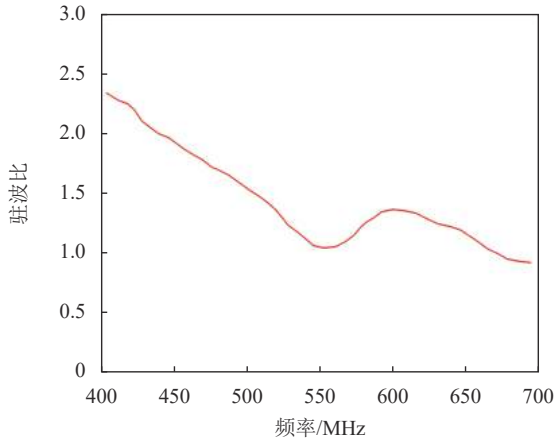


图 11 天线加载电路后的驻波比

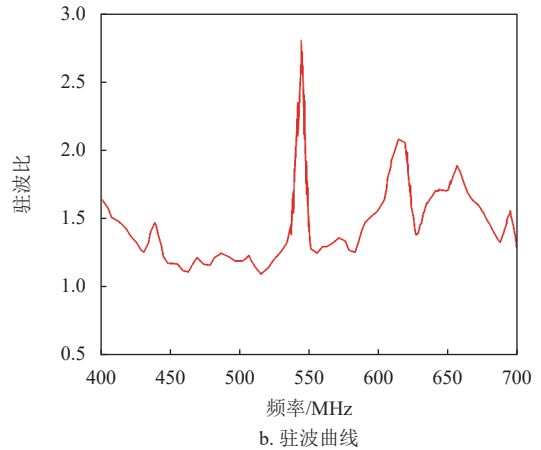


图 13 实测输入阻抗与驻波比测试结果

4 天线加工测试

天线加工实物如图 12 所示, 非福斯特加载电路与天线串联, 电路供电电源采用 10 V 直流稳压电源。

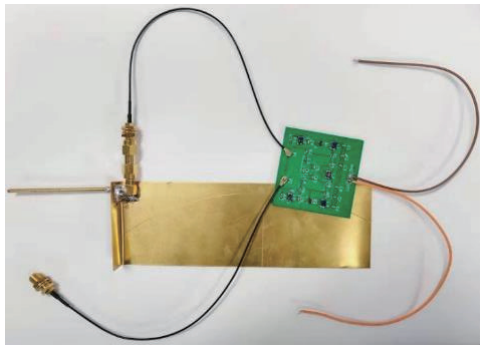
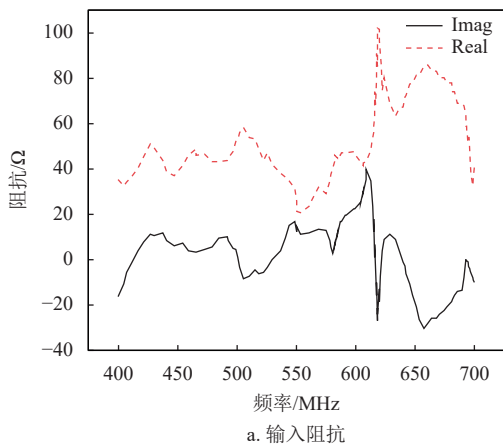


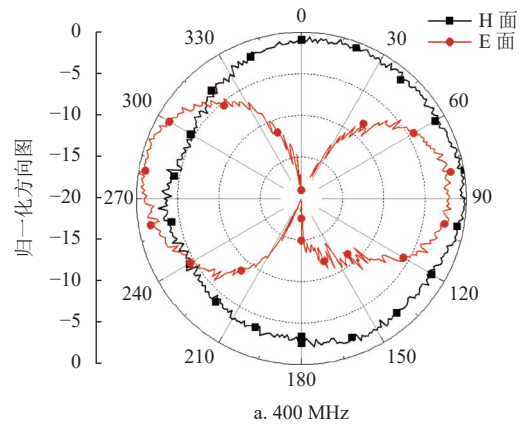
图 12 天线与电路实物连接图

整个系统的输入阻抗和驻波比测试结果如图 13 所示, 虽然与仿真略有差异 (主要原因是集总元件的分布参数不同所致), 但除了个别频点, 其实际测试结果均在 2 以内, 基本满足指标要求。

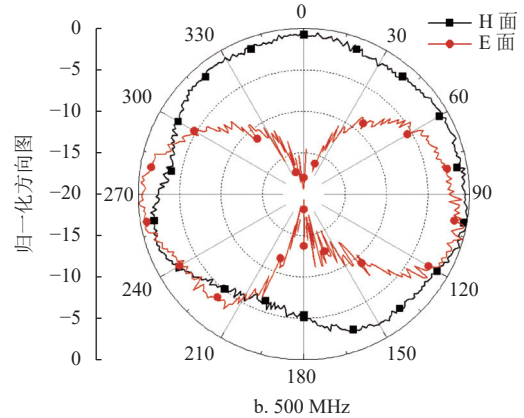
实测天线归一化辐射方向图如图 14 所示, 由于有源电路的影响, 方向图在高频产生了一定的形变。另外, 在 400~700 MHz 的频段内, 有源 NFC 电路引入了部分欧姆损耗, 从而导致天线整体的效率有所降低, 实际测试辐射效率在 75% 左右, 相对原始天线难以匹配而言, 其整体上提升了系统的信噪比。



a. 输入阻抗



a. 400 MHz



b. 500 MHz

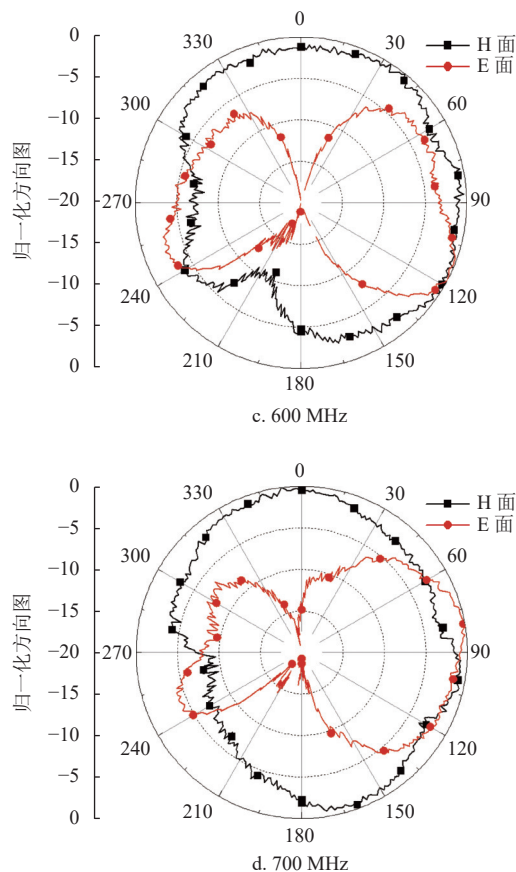


图 14 各频点天线实测辐射方向图

本文方法同其他方法的对比如表 1 所示, 可以看出, 本文在不大量增加天线物理尺寸的基础上, 将小于十分之一波长的单极天线的阻抗和辐射带宽拓展到 54.5%, 较其他方法具有更大的实测带宽。

表 1 本文方法与其他方法对比

方法	电尺寸 ka	相对带宽/%	结果
文献[11]	0.35	34	仿真结果
文献[10]	0.18	39	实测结果
文献[12]	0.65	52	仿真结果
文献[13]	2.0	20	实测结果
文献[6]	0.5	50	实测结果
本文	0.57	54.5	实测结果

5 结束语

本文基于有源 NFC 原理, 设计了工作于 400~700 MHz 的负阻匹配电路, 其等效负阻抗能够在很宽的频带内抵消天线小型化以后的自身等效电容, 实现了天线的宽带化匹配。同时本文通过增加滤波和损耗结构, 优化了电路结构, 解决了 NFC 电路的稳定性问题。最终, 进行了天线联合仿真和实物

加工测试, 证明了负阻有源电路在改善天线宽带匹配的同时, 对其辐射不会造成过多影响 (辐射效率大于 75%)。

参考文献

- [1] MERRILL J L. Theory of the negative impedance converter[J]. *Bell Labs Technical Journal*, 1951, 30(1): 88-109.
- [2] LINVILL J G. Transistor negative-impedance converters[J]. *Proceedings of the IRE*, 1953, 41(6): 725-729.
- [3] LARKY A. Negative-impedance converters[J]. *IRE Transactions on Circuit Theory*, 1957, 4(3): 124-131.
- [4] YANAGISAWA T. RC active networks using current inversion type negative impedance converters[J]. *Transactions on Circuit Theory*, 1957, 4(3): 140-144.
- [5] SOUNDARARAJAN K, RAMAKRISHNA K. Nonideal negative resistors and capacitors using an operational amplifier[J]. *IEEE Transactions on Circuits & Systems*, 1975, 22(9): 760-763.
- [6] SUSSMAN-FORT S, STEPHEN E, RUDISH R M. Non-foster impedance matching of electrically-small antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57(8): 2230-2241.
- [7] ABERLE J T. Two-port representation of an antenna with application to non-foster matching networks[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(5): 1218-1222.
- [8] WHITE C R, COLBURN J S, NAGELE R G. A non-foster VHF monopole antenna[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11: 584-587.
- [9] JACOB M M, SIEVENPIPER D F. Gain and noise analysis of non-foster matched antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, 64(12): 4993-5004.
- [10] SHIH T, BEHDAD N. Wideband, non-foster impedance matching of electrically small transmitting antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(11): 5687-5697.
- [11] JAAFAR H, LEMUR D, COLLARDEY S, et al. Wideband electrically small antenna internally loaded with non-foster circuit[C]//2018 the 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM). Waterloo: IEEE, 2018: 1-2.
- [12] XIA Y, LI Y, ZHANG S. A Non-foster matching circuit for an ultra-wideband electrically small monopole antenna[C]//2019 the 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Krakow: IEEE, 2019: 1-3.
- [13] BATEL L, PINTOS J, RUDANT L. Superdirective and broadband compact antenna array using non-foster elements[C]//2019 International Workshop on Antenna Technology (iWAT). Miami: IEEE, 2019: 17-20.