

文章编号: 2095-4980(2020)06-1040-05

基于六端口网络的泄漏对消拓扑结构设计

燕秀林¹, 付璇莉², 王闻炜², 陈春红²

(1.西安交通大学 城市学院, 陕西 西安 710018; 2.南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 江苏 南京 210094)

摘要: 设计了一种基于六端口网络的电路拓扑结构, 可用来有效地抑制泄漏信号。该六端口网络主要由 3 个 3 dB 定向耦合器和一个不等分功分器组成。在与接收天线信号对应的 2 个输出端口, 发射天线的泄漏信号经过移相后等幅且反向, 使泄漏信号相互抵消, 从而显著改善雷达网络收发天线之间的隔离性能。为验证该泄漏对消技术, 设计并仿真验证了一种工作于 22~26 GHz 的电路拓扑结构。在工作频段上, 该泄漏对消电路的隔离度小于 -29.5 dB, 并于中心频率处达到 -44 dB 的最大衰减。仿真结果证明, 该电路可以有效提高单天线收发系统的隔离度, 改善发射端到接收端的信号泄漏问题。

关键词: 六端口网络; 泄漏对消; 隔离度

中图分类号: TN95

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2019250

Design of a leakage canceller topology based on six-port network

YAN Xiulin¹, FU Xuanli², WANG Wenwei², CHEN Chunhong²

(1.City College, Xi'an Jiaotong University, Xi'an Shaanxi 710018, China; 2.School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing Jiangsu 210094, China)

Abstract: A circuit topology based on six-port network is presented, which can be adopted to effectively suppress the leakage signal. This six-port network is mainly composed of three 3 dB hybrid couplers and an unequal Wilkinson power divider. Among the two output ports corresponding to the receiving signals, two leakage signals of the transmitting antenna are offset each other for their equal-magnitude and out-of-phase, which is benefit to achieve a high level of transmitting(Tx)-to-Rx isolation in the radar network. In order to demonstrate the Tx leakage canceller, a circuit topology is designed and simulated from 22 GHz to 26 GHz. In the operating band, the isolation of the Tx leakage canceller is lower than -29.5 dB, and it achieves the maximum isolation -44 dB at its center frequency. As shown, the circuit topology efficiently improves the isolation of single-antenna radar system and performs cancellation for the Tx leakage power.

Keywords: six-port network; leakage canceller; isolation

连续波雷达具有结构简单, 体积较小且损耗较低的特点^[1]。在连续波雷达系统中, 如调频连续波雷达或多普勒雷达, 都需要通过增加发射端(Tx)到接收端(Rx)的隔离度来提升接收机灵敏度。双天线系统一般具有较高的 Tx 到 Rx 的隔离度, 但其体积通常是单天线系统的 2 倍。单天线系统必须通过环行器或伴有天线的定向耦合器来实现收发共用, 但由于环行器及定向耦合器在工作于毫米波频段时会表现出低隔离度特性, 使单天线系统从 Tx 到 Rx 存在严重的信号泄漏, 所以需要添加一种能够消除发射泄漏信号的电路结构来提高 Tx 到 Rx 的隔离度^[2-10]。发射泄漏射频消除可分为有源消除和无源消除 2 大类^[11]。有源消除可分为模拟式^[12]和数字式^[13], 其基本原理都是构造泄漏信号的等幅反相矢量, 与泄漏信号相抵消, 以达到消除效果。无源消除则是通过无源部件, 利用无源网络本身的平衡特性对泄漏信号进行泄漏对消。文献[14]中提到一种平衡的拓扑雷达前端, 可以大大减少接收机 Tx 泄漏, 但有一半的发射信号能量损失在匹配电阻中。为解决这一问题, 文献[15]提出了一种基于六端口网络的应对方法, 通过 4 个定向耦合器, 使发射功率损耗仅是 Lange 耦合器的内部损耗。对比单个 Lange 耦合器, 这种 Tx 泄漏对消器有更好的耦合度, 同时也具有较好的带宽特性, 并且平衡雷达拓扑结构在发射部分没有功率损

收稿日期: 2019-08-22; 修回日期: 2019-09-21

作者简介: 燕秀林(1979-), 女, 讲师, 主要研究方向为微波与电磁场理论。email:4136135@qq.com.

耗。但该方案未考虑与发射天线相连的定向耦合器中 2 个输入端口之间的互相耦合，其 Tx 到 Rx 的隔离度与定向耦合器自身端口间的隔离度相比，没有明显提升。

本文设计了一种基于六端口网络的电路拓扑结构，同时考虑了定向耦合器本身的信号反射和信号耦合，其对应的 Tx 到 Rx 的隔离度得到了有效提升。该六端口网络主要由 3 个 3 dB 耦合器和一个不等分功分器组成。在与接收天线信号对应的 2 个输出端口，调节相应参数使发射天线的泄漏信号等幅且反向，从而互相抵消，达到改善收发天线之间隔离性能的目的。在 22~26 GHz 的工作频段上，设计并仿真验证了该电路拓扑结构。从仿真结果上可以看出，该泄漏对消电路的隔离度小于-29.5 dB，并于中心频率达到-44 dB 的最大衰减。

1 基于六端口网络的电路拓扑结构分析

如图 1(a)所示，整个连续波雷达前端电路中除去泄漏对消网络的外部电路，主要由一个低噪声放大器、一个宽带 3 dB 功率分配器，2 个混频器和 2 个低通滤波器构成。泄漏对消电路则由一个六端口网络、一个低噪声放大器和一个 3 dB 定向耦合器组成；其中六端口网络的电路具体结构如图 1(b)所示，包含了一个不等分功分器、90°移相器和 3 个 3 dB 定向耦合器。该结构中连续波雷达前端的发射信号经端口 1 进入六端口网络，一部分由端口 6 的天线发出，另一部分由端口 4,5 输出作为本振信号与天线的接收信号在混频器进行混频。

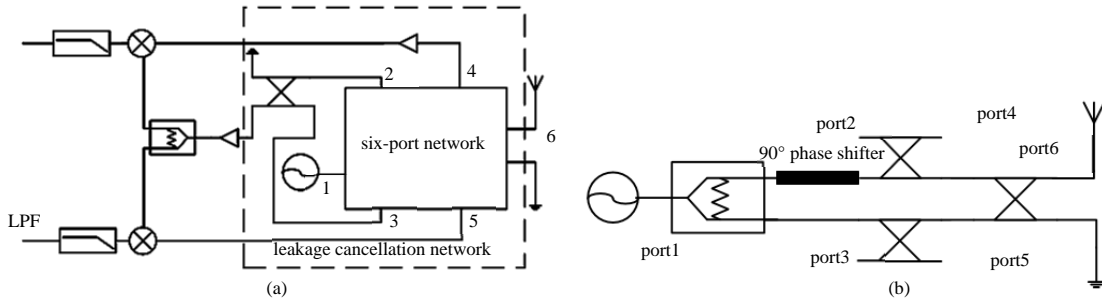


Fig.1 (a) continuous wave radar front-end system with leakage cancellation network; (b) circuit topology of six-port network
图 1 (a) 包含泄露对消网络的连续波雷达前端系统; (b) 六端口网络的电路结构示意图

该连续波雷达前端系统的接收信号经由端口 6 进入网络，通过端口 2,3 输出进行信号处理后，与端口 4,5 输出的本振信号在混频器进行混频处理。由于接收信号相对于发射信号能量较弱，端口 2,3 泄漏的发射信号会对其后续的混频产生较大影响。

针对该泄漏对消电路进行理论推导，端口 1 的发射信号如下：

$$U_T = A_T \cos(\omega_T t + \phi_T) \tag{1}$$

式中： U_T 为发射信号； A_T 为发射信号的振幅； ω_T 和 ϕ_T 分别为发射频率和发射信号的相位。

由图 2 可见，发射信号泄漏至端口 2 的主要路线包含 3 条：第 1 条由耦合器 1 的输入端泄漏至其隔离端，即端口 2；第 2 条由耦合器 2 的直通端经耦合器 3 的输入端泄漏至其隔离端，再经耦合器 1 耦合至端口 2；第 3 条则由耦合器 1 的直通端经耦合器 3 的输入端反射后，再通过耦合器 1 耦合至端口 2。同理，也可以得到发射信号泄漏至端口 3 的 3 条主要路线。为了使 6 个信号互相抵消，经理论推导，关键在于：a) 不等分功率分配器的 2 个输出端口的功率能量比为 5:3；b) 2 个输出端口的相位差为 90°；c) 改变微带线的长度，使耦合器的各端口微带线电长度在中心频率时恰好为 90°。

在以上 3 点的基础上，针对该泄漏对消电路进行理论推导。端口 1 的发射信号如式(1)所示，不等分功率分配器(包含 90°移相器)的 2 个输出端口的信号如式(2)~(3)：

$$U_{BD1} = A_{BD1} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 180^\circ) \tag{2}$$

$$U_{BD2} = A_{BD2} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 90^\circ) \tag{3}$$

式中： U_{BD1} 和 U_{BD2} 为端口 1 经不等功率分配器后的 2 个输出信号； A_{BD1} 和 A_{BD2} 为信号的振幅； ω_T 和 ϕ_{BD} 分别为相应信号的频率和相位。

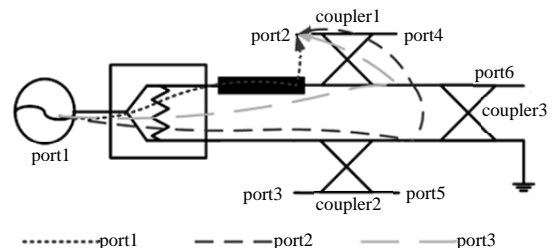


Fig.2 Main leakage paths of transmission signals in the continuous wave radar front-end system
图 2 连续波雷达前端系统中主要的发射信号泄漏路线

六端口网络的天线输出 6 号端口的信号为定向耦合器 3 的 2 个输入端口的耦合信号, 到达端口 6 的两信号相位相同, 互相叠加, 由发射天线发出; 而在连接匹配电阻的端口处, 2 个信号则相位相反, 互相抵消。

针对发射天线泄漏对消信号, 在端口 2、端口 3 处可各接收到 3 个远大于其他信号的泄漏信号。由于 3 个定向耦合器数据相同, 不妨设定向耦合器输入端到耦合端的相位变化为 $-180^\circ - 2\phi_1$ (ϕ_1 为耦合器 4 个端口的微带线电长度), 输入端到直通端的相位变化为 $-90^\circ - 2\phi_1$, 输入端到隔离端的相位变化为 $-\phi_2 - 2\phi_1$, ϕ_2 指耦合器内部输出端到隔离端的相移, 输入端的反射信号的相位变化为 $-\phi_3 - 2\phi_1$, ϕ_3 指信号在输入端反射带来相位变化则对端口 2、3 个信号分别为:

$$U_{L1'} = A_{L1'} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 180^\circ - \phi_2 - 2\phi_1) \tag{4}$$

$$U_{L2'} = A_{L2'} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 360^\circ - \phi_2 - 6\phi_1) \tag{5}$$

$$U_{L3'} = A_{L3'} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 90^\circ - 6\phi_1 - \phi_3) \tag{6}$$

同理, 对于端口 3, 3 个信号分别为:

$$U_{L-L1'} = A_{L1''} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 90^\circ - \phi_2 - 2\phi_1) \tag{7}$$

$$U_{L-L2'} = A_{L2''} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 90^\circ - \phi_2 - 6\phi_1) \tag{8}$$

$$U_{L-L3'} = A_{L3''} \cos(\omega_T t + \phi_{BD} - 6\phi_1 - \phi_3) \tag{9}$$

当 ϕ_1 为 90° 时, 式(4)和式(5)的相位相差 180° , 式(7)和式(8)的相位相同, 这 2 个端口的两路信号分别合成为一路信号。由于不等分功分器的影响, 端口 2 的这部分合成信号和端口 3 的这部分合成信号等幅, 经过定向耦合器的 90° 相移使其相位相反, 便可以将这两路信号完美消除。

式(6)和式(9)这两路信号相位相差 90° , 但振幅不相同, 经过定向耦合器的 90° 相移, 这两路信号不等, 但是反相, 可以消除部分泄漏信号。

最终合成的泄漏信号输出如式(10)所示:

$$U_{w'} = \frac{\sqrt{10}}{5} A_{L3'} \cos(\omega_T t + \Phi_{w'}) \tag{10}$$

式中 $\Phi_{w'}$ 为考虑从六端口网络到左侧定向耦合器输入泄漏对消端口的相位变化综合值。

在考虑六端口网络外的定向耦合器的 3 dB 损耗后, 该泄漏对消拓扑结构的隔离度可表示为:

$$I_{SO,canceller'} = 20 \log \frac{\sqrt{10} A_{L3'}}{5 A_T} - 3 \text{ dB} = 20 \log \frac{1}{2} - 3 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - |S_{11}| - 3 \text{ dB} = -15 \text{ dB} - |S_{11}| \tag{11}$$

式(11)意味着该泄漏对消拓扑网络的隔离性能 $I_{SO,canceller'}$ 在单个耦合器的反射系数 S_{11} 基础上额外增加了 15 dB, 可以有效提高连续波雷达前端系统的 Tx 至 Rx 隔离性能。

综上所述, 该六端口网络通过其自身的拓扑结构, 对所有可能对接收信号产生影响的泄漏信号进行综合处理。由计算可得, 泄漏对消网络的隔离性能在单个耦合器上提升了 15 dB, 可以有效抑制泄漏信号, 从而减少其在接收信号混频时的干扰。由于理论分析是在理想化的环境中进行, 与实际仿真及应用中会存在些许偏差。

2 仿真结果分析与讨论

本文设计的基于六端口网络的泄漏对消电路工作频段为 22~26 GHz, 采用 HFSS13.0 软件进行电路设计, 介质基板为 Rogers RT/duroid 5 880/tm, 厚度为 0.254 mm, 相对介电常数为 2.2。

该泄漏对消网络拓扑网络的主要部件包含宽带定向耦合器和不等分功分器。定向耦合器选取经典的分支线耦合器结构, 为了获得较高的带宽, 采取三分支线定向耦合器结构, 如图 3(a)所示。为了实现上文中提到的固定功率比, 不等分功分器的结构示意图如图 3(b)所示。经仿真优化后, 其结构满足六端口网络要求, 其具体参数如表 1 所示。

表 1 具体结构尺寸数据表(单位:mm)

Table1 Data sheet of specific structure size(unit:mm)						
L_1	L_2	L_3	L_4	W_1	W_2	W_3
4.72	2.23	1.2	0.84	0.86	0.52	0.17
W_4	W_5	W_6	W_7	W_8	W_9	
0.76	0.76	0.83	0.29	1.13	0.51	

将所设计的三支线耦合器和不等功分器按理论模型排布成六端口网络, 其微带结构如图 4 所示, 由 3 个定向耦合器和一个不等功分器构成, 仿真结果如图 5 所示。

由仿真结果可见, 这种新型的六端口网络在 22~26 GHz 的工作频段内, 其天线输出端口(即端口 3)的信号衰减为 $3.7 \text{ dB} \pm 0.2 \text{ dB}$ (另一部分发射信号能量于端口 6,7 输出, 与接收到的信号进行混频), 而端口 2 的信号衰减小

于-19 dB，符合设计预期。由于隔离端口 4,5 的信号各包含 3 个主要泄漏信号，其总体输出信号的幅度与相位差异较大，与上文多路泄漏信号叠加理论相符，需将模型带入整个泄漏对消电路继续验证。

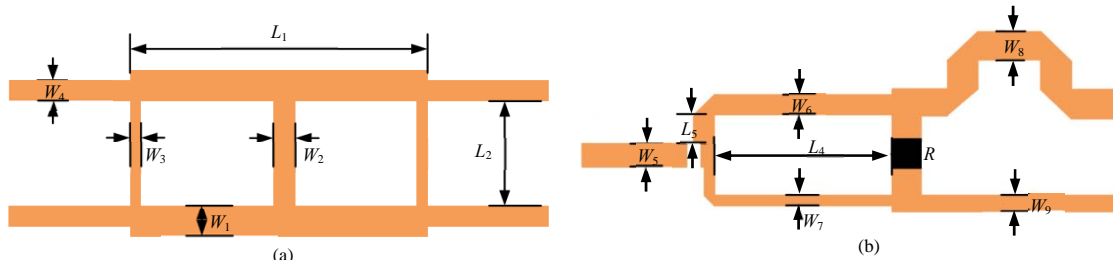


Fig.3 (a) structure of wideband three-branch line hybrid coupler; (b) structure of unequal power divider with 90° phase change
图 3(a) 宽带三分支线定向耦合器结构; (b) 包含 90° 相位变化的不等分功分器结构

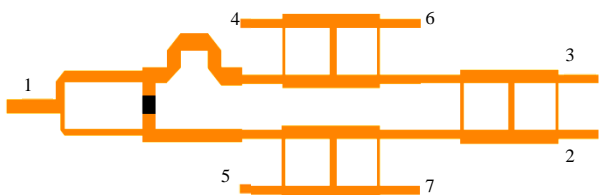


Fig.4 Microstrip structure of six-port network
图 4 六端口网络微带结构

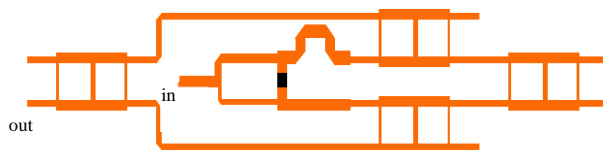


Fig.6 Microstrip structure of leakage cancellation network
图 6 泄漏对消电路的微带结构

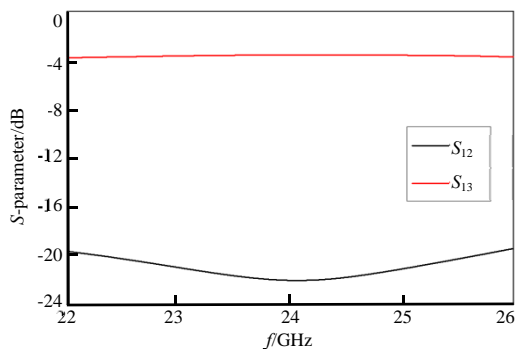


Fig.5 S-parameter of six-port network
图 5 六端口网络 S 参数

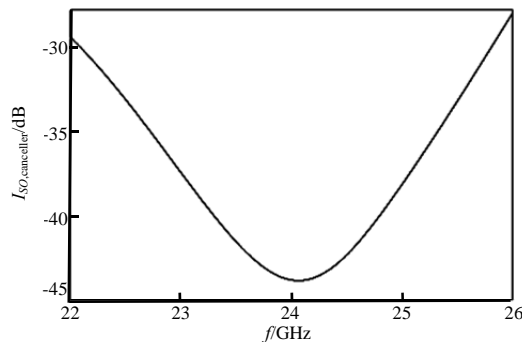


Fig.7 Simulated isolation results of the leakage cancellation network
图 7 泄漏对消电路的隔离度仿真结果

整体泄漏对消电路如图 6 所示,在六端口网络的基础上增加一个定向耦合器,实现 90° 相位变化和信号抵消,其中 in 端口为发射信号的输入端口, out 端口为接收信号的输出端口,则端口 in,out 之间的隔离度即为发射信号与发射信号泄漏至接收信号输出端口残留的能量的隔离度,其仿真结果如图 7 所示。由仿真结果可见,该泄漏对消电路的隔离度小于 -29.5 dB,最大可达到 -44 dB 的衰减,相差 11.5 dB,与理论结果基本相符。实际应用中,由于加工精确度等限制,测量结果与理论分析及仿真结果不完全一致。但从总体上来看,该结构能很大程度上改善发射端信号泄漏的问题,具有实用性。

3 结论

本文介绍了一种基于六端口网络的泄漏对消拓扑结构,用来有效抑制连续波雷达前端电路的发射信号泄漏。基于两个幅度相同、相位相反的信号可以互相抵消的原理,利于两个隔离端口的主要泄漏信号的幅度与相位关系,尽可能地抑制泄漏信号,从而有效提高 Tx 至 Rx 的隔离度。由仿真结果可知,通过该泄漏对消网络, Tx 至 Rx 的隔离度在工作带宽内小于 -29.5 dB,在中心频率最大可达到 -44 dB 的衰减,与理论结果相符合。

参考文献:

[1] 郭联合,王东进. 毫米波连续波雷达载波泄漏对消[J]. 现代雷达, 2001(4):41-45. (GUO Lianhe,WANG Dongjin. Carrier feed-through nulling in millimeter wave continuous wave radar[J]. Modern Radar, 2001(4):41-45.)
[2] MA Yuehong,LIU Qiusheng,ZHANG Xiaolin. Research on carrier leakage cancellation technology of FMCW system[C]// International Conference on Advanced Communication Technology(ICACTION). PyeongChang,South Korea:IEEE, 2016:7-9.

- [3] MAI-KHANH Nguyen Ngoc,ASADA Kunihiro. Pulse leakage cancellation technique for integrated microwave wide-band sensing applications[C]// 2018 International Conference on Advanced Technologies for Communications(ATC). Ho Chi Minh City,Vietnam:IEEE, 2018:393–397.
- [4] DU Xuekun,SHAO Zhenhai,YOU Changjiang. Implementation of an X band leakage cancellation network for bandwidth improvement[C]// 2015 Asia-Pacific Microwave Conference(APMC). Nanjing,Jiangsu,China:IEEE, 2015:1–3.
- [5] SU Han,WANG Ziming,FARRELL Ronan. Compressed-sampling-based behavioural modelling technique for wideband RF transmitter leakage cancellation system[C]// 2016 13th International Conference on Synthesis,Modeling,Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design(SMACD). Lisbon,Portugal:IEEE, 2016:1–4.
- [6] MARC Bauduin,ANDRÉ Bourdoux. Mixed-signal transmitter leakage cancellation for PMCW MIMO radar[C]// 2018 15th European Radar Conference(EuRAD). Madrid,Spain:IEEE, 2018:293–296.
- [7] SU Han,GRZEGORZ Szczepkowski,FARRELL Ronan. Wideband Tx leakage cancellation using adaptive delay filter at RF frequencies[C]// 25th IET Irish Signals & Systems Conference 2014 and 2014 China–Ireland International Conference on Information and Communications Technologies(ISSC 2014/CHICT 2014). Limerick,Ireland:IEEE, 2014:396–401.
- [8] KIM C,KIM J,OUM J H,et al. Tx leakage cancellers for 24 GHz and 77 GHz vehicular radar applications[C]// IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. San Francisco,CA,USA:IEEE, 2006:1402–1405.
- [9] PAN Yunlong,XU Jinping,WANG Wenbo. An LTI model-based study on reflected power canceler for FMCW radars[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018,66(1):509–521.
- [10] BEASLEY P D L,STOVE A G,REITS B J,et al. Solving the problems of a single antenna frequency modulated CW radar[C]// IEEE International Conference on Radar. Arlington,VA,USA:IEEE,1990:391–395.
- [11] 邹震,杨晔. 雷达干扰机射频对消技术[J]. 舰船电子对抗, 2010,33(3):39–42,76. (ZOU Zheng,YANG Ye. Radio frequency cancellation technique of radar jammer[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2010,33(3):39–42,76.
- [12] KANNANGARA S,FAULKNER M. Adaptive duplexer for multiband transceiver[C]// IEEE Radio Wireless Conference. Boston,MA,USA:IEEE, 2003:381–384.
- [13] 赵青. Ka 频段射频对消连续波雷达前端研制[J]. 电讯技术, 2012,52(6):964–968. (ZAN Qing. Design of Ka-band front-end with RF cancellation in continuous wave radar system[J]. Telecommunication Engineering, 2012,52(6):964–968.
- [14] KIM J,KO S,JEON S,et al. Balanced topology to cancel Tx leakage in CW radar[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004,14(9):443–445.
- [15] KIM Choulyoung,KIM Jeonggeun,HONG Songcheol. A quadrature radar topology with Tx leakage canceller for 24 GHz radar applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007,55(7):1438–1444.