

射频六端口OFDM解调器研究

张 兰¹, 王 兵²

(1. 北京科技大学信息工程学院 北京 海淀区 100083; 2. 北京卫星信息工程研究所 北京 海淀区 100086)

【摘要】该文提出了一种新的基于射频六端口网络的多频带OFDM解调器。推导了该解调器的数学模型，仿真了用于WLAN802.11a通信系统时，射频六端口网络的本振电平、输入信号电平对解调器性能的影响。研究了射频六端口网络中正交电桥和同相电桥分别存在相位幅度不平衡时和同时存在相位幅度不平衡时解调器误差矢量幅度的特性。讨论了解调器的动态范围、接收性能等指标。结果表明结合当前的MMIC集成水平，使用射频六端口网络可以实现多频带、多制式、多载波的OFDM解调器。

关 键 词 误差矢量幅度; 正交频分复用; 射频六端口网络; 无线局域网
中图分类号 TN92 文献标识码 A

A Study of Microwave Six-Port OFDM Demodulator

ZHANG Lan¹, WANG Bing²

(1. School of Information Engineering, University of Science and Technology Beijing Haidian Beijing 100083)
2. Beijing Institute of Satellite Information Engineering Haidian Beijing 100086)

Abstract A novel microwave six-port network orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) demodulator is presented in this paper. The model of demodulator is educed. The influence of local oscillator level and input level of microwave six-port network to demodulator are simulated in the condition of IEEE802.11a communication system. The characteristics of error vector magnitude (EVM) of demodulator are investigated when 90° hybrid bridge and 0° hybrid bridge in microwave six-port network have amplitude/phase imbalance separately or synchronously, respectively. The performance of this demodulator is discussed. The result shows that microwave six-port network can be used to realize a multi-band, multi-mode and multi-carrier OFDM demodulator.

Key words error vector magnitude; microwave six-port network; frequency division multiplexing; WLAN

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术由于其特有的优势，在无线局域网(wireless local area network, WLAN)、数字电视传输等领域得到了广泛的应用，是下一代移动通信系统和地面高速数据传输系统的有效调制技术之一^[1]。另外，随着时代的发展，适应不同需求的各种通信系统不断涌现，一个支持多频段、多调制制式的射频前端和解调设备有着非常广泛的需求。

射频六端口网络是一种具有很宽工作频带^[2-3]的射频网络，能支持各种正交调制信号的解调^[4-5]。但是，目前对射频六端口解调器的应用研究集中于单载波(quadrature amplitude modulation, QAM)通信方式，对于WLAN等广泛使用的OFDM调制方式尚未见文献报道。OFDM是多载波通信系统，必然对解调器的线性、正交误差等指标有更高的要求^[1,6]，

因此，有必要对射频六端口网络解调OFDM信号的适用性和性能指标作进一步研究。本文推导了射频六端口网络用于解调OFDM信号的数学模型和算法；仿真了用于WLAN802.11a通信系统时，射频六端口网络的线性、参数恶化对解调器特性的影响，给出了解调器的动态范围、接收信号误差矢量幅度(error vector magnitude, EVM)等性能指标。

1 OFDM解调器的基本构成

OFDM信号的等效基带信号为：

$$s(t) = A_I s_{BB_I}(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + A_Q s_{BB_Q}(t) \sin(\omega_0 t + \theta)$$

$$s_{BB_I}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_{I_i} \text{rect}(t - t_s - \frac{T}{2}) \cos[2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)]$$

$$s_{BB_Q}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_{Q_i} \text{rect}(t - t_s - \frac{T}{2}) \sin[2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)]$$

收稿日期：2006-11-09；修回日期：2007-04-16
作者简介：张 兰(1968-)，女，博士，讲师，主要从事无线通信、电子材料方面的研究.学历

式中 ω_0 为第0路子载波角频率; d_i 为分配给 i 路子载波的同相支路数据; D_{Q_i} 为分配给 i 之路子载波

的正交支路数据 t_s 为开始时间, $\text{rect}(t)$ 为矩形窗函数。

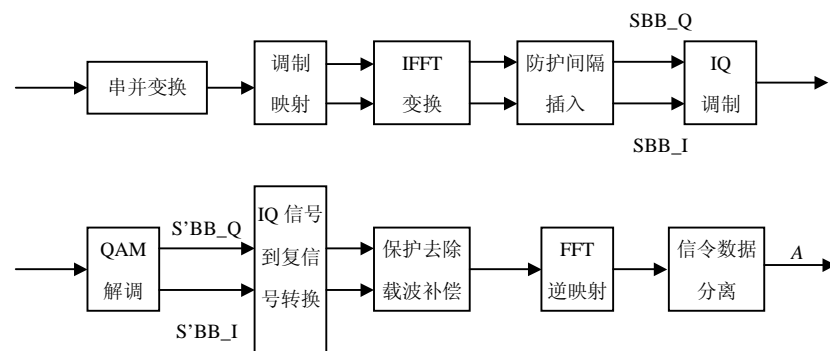


图1 OFDM通信示意图

对于OFDM解调器,其主要构成包含正交解调、保护去除、载波补偿、FFT变换和逆映射、信令数据分离等部分^[7],如图1所示。从理论上讲,所有正交解调器应能用于OFDM信号的解调。但是,OFDM系统区分各个子信道的方法是利用各个子载波之间严格的正交性,由于信号包络的不恒定性,它的功率峰值与均值比(PAPR)较大,对线性失真、幅度与相位平衡度要求较高。

2 射频六端口OFDM解调器原理

射频六端口网络是一个有两个输入端口、四个输出端口的微波网络,概念图见图2(图上的相移相对于RF信号支路)。根据图2所示的相位关系,各端口的信号经过二极管检波、低通滤波器、隔直等处理,通过简单的数学运算,即得到1、2、3端口输出信号表达式^[5]:

$$\begin{aligned} v_{1BB} &= \frac{\sqrt{2}}{4} A_L A_L s_{BB_I}(t) + \frac{\sqrt{2}}{4} A_Q A_L s_{BB_Q}(t) \\ v_{2BB} &= -\frac{\sqrt{2}}{4} A_L A_L s_{BB_I}(t) + \frac{\sqrt{2}}{4} A_Q A_L s_{BB_Q}(t) \\ v_{3BB} &= -\frac{\sqrt{2}}{4} A_L A_L s_{BB_I}(t) - \frac{\sqrt{2}}{4} A_Q A_L s_{BB_Q}(t) \end{aligned}$$

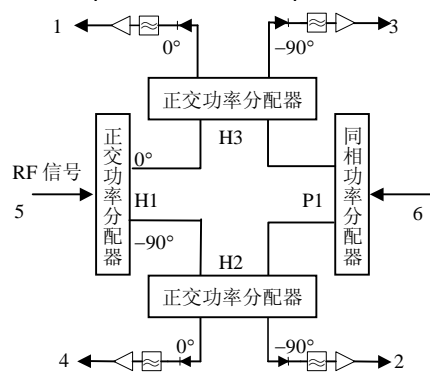


图2 射频六端口网络概念图

将 v_{1BB} 减去 v_{2BB} , v_{2BB} 减去 v_{3BB} , 可得到基带IQ

信号,输入到数字处理器进行保护间隔去除等处理后,再进行FFT变换、逆映射等处理,即可完成OFDM信号的解调。

3 射频六端口OFDM解调器仿真

3.1 仿真电路

本文对射频六端口OFDM解调器进行计算机仿真,为了更真实地仿真射频六端口OFDM解调器的实际性能,对于图1的仿真系统,按照WLAN802.11a标准构建发射和接收信号^[8]。基本参数设置:调制码速为36 MHz,子载波个数为52,调制方式为16QAM,其余如帧格式、卷积、交织、序列头、保护间隔、发射频谱成形、信道均衡等参数,均按WLAN802.11a的相关标准设置。在仿真研究过程中,通过测试解调后用A点的误差矢量幅度(EVM)来度量解调信号的损失。

3.2 仿真结果

3.2.1 非线性引起的恶化

射频六端口网络由于使用了二极管的非线性特性,具有一定的非线性失真,具体的失真和本振电平与输入信号的强弱有关,仿真结果研究了本振电平、输入信号电平强弱与非线性失真造成的EVM恶化之间的关系。

(1) 图3为本振电平一定,不同输入电平时的星座图比较。

作为EVM分析的基础,首先仿真了本振电平为10 dBm时,图1中A点在不同输入电平时的星座图。从图3中显见,图3b中输入信号电平为-20 dBm时接收的星座图质量比图3a中输入电平-50 dBm时的要差。原因是当输入电平较大时,由于六端口解调器检波二极管的非线性特性,产生了失真。这直观地说明了由于射频六端口网络非线性失真的增加带来

了等效基带信号的恶化。

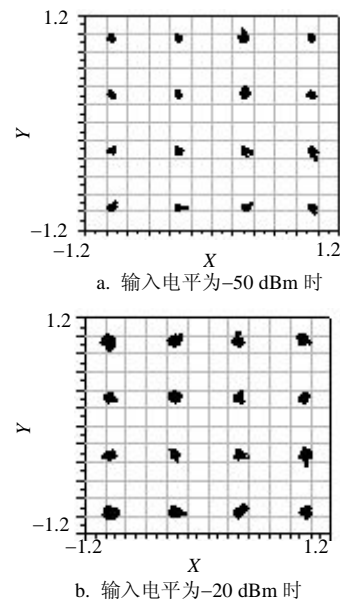


图3 不同输入电平时星座图

(2) 图4为不同本振电平下输入电平与EVM的关系曲线。

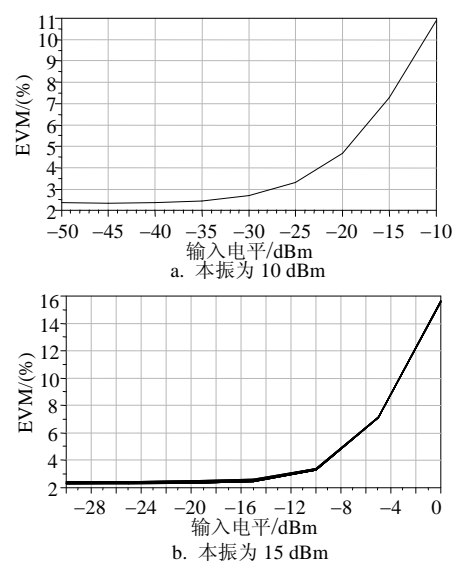


图4 不同本振电平时输入电平与EVM的关系图

图4a、图4b分别对应的本振电平为10 dBm、15 dBm。从图中可以看出,当输入电平较小时两图的误差矢量幅度相同且较小,原因是二者的非线性特性失真都很小,基本可以忽略;但是当输入电平达到一定程度时,误差矢量幅度急剧增加,这说明六端口网络的非线性效应明显增加,这个转折电平决定了六端口网络动态范围的上限。如果以 $EVM \leq 4\%$ 为判断标准,图4a对应转折电平为-23 dBm,图4b对应转折电平为-9 dBm。即本振电平为15 dBm时输入信号的动态范围较本振电平为10 dBm时要大

14 dB。若以-50 dBm为最低输入电平,由图4b可知,本振电平为15 dBm时,其动态范围可达40 dB。上述仿真说明当输入电平达到一定时,射频六端口网络非线性失真带来的恶化迅速增加;提高本振电平可以改善射频六端口网络线性度。

在提高本振电平受到设备功耗限制的应用领域,可以使用非线性校准的方法扩大射频六端口网络的动态范围^[9-10]。

3.2.2 相位和幅度不平衡带来的恶化

射频六端口网络的应用优势很大程度得益于它的工作频带,而工作带宽又和解调器能接受的射频六端口网络的相位不平衡度和幅度不平衡度密切相关。本文具体研究了六端口网络中的主要部件,即正交电桥和同相电桥分别存在相位不平衡度(ΔP)和幅度不平衡度(ΔG)时EVM的恶化,仿真结果如图5所示。

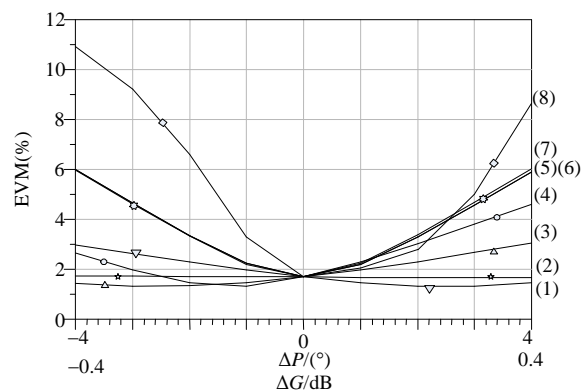


图5 单部件幅相不平衡度与EVM的关系图

曲线(1)~(4)分别对应H3、P1、H2和H1的幅度不平衡度与EVM的关系;曲线(5)~(8)分别对应H1、H2、H3和P1的相位不平衡度与EVM的关系。对比图中曲线可以看出:

(1) 在这些因素中对EVM恶化影响最大的是同相电桥P1的相位不平衡度(曲线8);而其幅度不平衡度(曲线2)对EVM恶化影响最小,基本可以忽略。

(2) 三个正交电桥(H1、H2、H3)相位不平衡度(曲线5、6、7)对EVM恶化影响基本相当,在仿真的不平衡范围内相位不平衡度要大于幅度不平衡度的影响(曲线1、3、4)。

当三个正交电桥和同相电桥同时存在幅度相位不平衡时,EVM的恶化如图6所示。其中,曲线1为只存在幅度不平衡度时EVM的恶化曲线;曲线2为只存在相位不平衡度时EVM的恶化曲线;曲线3为同时存在相位不平衡度和幅度不平衡度时,EVM恶化的曲线。比较这三条曲线可以看出相位不平衡度是造成EVM恶化的主要因素。再结合图5还可以看出,

同相电桥P1的相位失真是造成EVM恶化的关键。从图上直观看如果要使解调信号EVM不大于4%，所有器件的幅度不平衡度/相位不平衡度应小于0.1 dB/1°。实际上正交电桥和同相电桥、相位不平衡度和幅度不平衡度的影响都不相同，在确定指标时必须对这些因素分别考虑，为此对H1、H2、H3的幅度不平衡度/相位不平衡度为0.2 dB/2°、同相电桥P1的幅度不平衡度/相位不平衡度0.2 dB/1°时系统的EVM指标进行了仿真，仿真结果表明此时的EVM为3.4%。

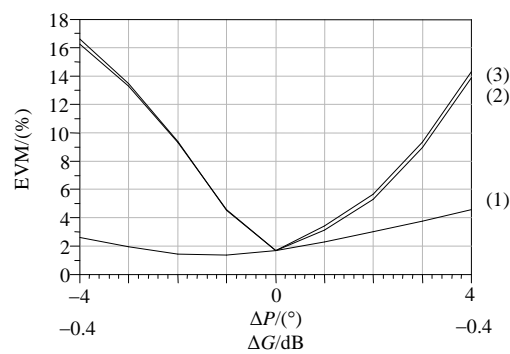


图6 幅相不平衡度与EVM关系图

从仿真结果看，OFDM调制信号对射频六端口网络的指标要求较为严格。为了满足等效基带信号EVM不大于4%，正交电桥H1~H3的幅度不平衡度/相位不平衡度应不大于0.2 dB/2°，同相电桥P1的幅度不平衡度/相位不平衡度应不大于0.2 dB/1°。从目前MMIC集成技术的水平来看，在0.9~5 GHz带宽内整个射频六端口的幅度不平衡度/相位不平衡度很容易实现0.1 dB/1°的指标^[1]，这已经完全满足了多频带WLAN接收机的要求。

4 结 论

研究表明射频六端口网络可以用于解调多载波的OFDM信号。在WLAN802.11a通信系统中，射频六端口网络构成的OFDM解调器当本振电平为15 dBm时，动态范围可达40 dB以上；正交电桥H1~H3的幅度不平衡度/相位不平衡度小于0.2 dB/2°，同相电桥P1的幅度不平衡度/相位不平衡度小于

0.2 dB/1°时，等效基带信号EVM小于4%。结合MMIC集成技术水平，使用射频六端口网络有可能实现多频带OFDM解调器。这可为研制包括WLAN通信接收机在内的多频段、多制式、多载波的接收机提供设计依据和参考。

参 考 文 献

- [1] ELENA C, PUPOLIN S. M-QAM-OFDM system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(3): 462-472.
- [2] XIONG X Z, FUSCO V F. Wideband 0.9 GHz to 5 GHz six-port and its application as digital modulation receiver[J]. IEE Proc Microw Antennas Propag, 2003, 150(2): 301-307.
- [3] TATU S O, MOLDOVAN E, WU K, et al. A new direct millimeter-wave six-port receiver[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 2001, 49(12): 2517-2522.
- [4] MACK T, HONOLD A, LUY J F. An extremely broadband software configurable six-port receiver platform[C]// 33 rd European Microwave Conference. Munich: [s. n.], 2003: 623-626.
- [5] 张 兰, 王 兵, 冯科锦. 射频六端口网络在软件无线电中的应用[J]. 通信学报, 2005, 26(9): 79-84.
- [6] YU Jui-yuan, SUN Ming-fu, HSU Terng-yin, et al. A novel technique for I/Q imbalance and CFO compensation in OFDM systems[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems.[S.l.]: ISCAS, 2005: 6030-6033.
- [7] CHEN K C, MORRIS K A, BEACH M A. Increasing the power efficiency of an IEEE802.11a power amplifier[C]// Vehicular Technology Conference. Stockholm: IEEE VTC, 2005: 954-957.
- [8] BARRAK R, GHAZEL A, GHANNOUCHI F. On system level design of wide band IF receiver for IEEE802.11a wireless LAN systems[C]//Proceedings of the Fourth IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology. Rome: ISSPIT Press WCT, 2004: 161-165.
- [9] HONDA A, SAKAGUCHI K, TAKADA J I, et al. A study of nonlinearity calibration for Six-Port direct conversion receivers[C]//IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology. Honolulu: IEEE WCT, 2003: 40-41.
- [10] Ji Li Renato G, Bosisio Ke Wu. Dual-tone calibration of six-port junction and its application to the Six-Port direct digital millimetric receiver[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1996, 44(1): 93-99.

编 辑 张 俊