

无线通信设备电路设计系列丛书

混频器电路设计

■黄智伟 编著



西安电子科技大学出版社
<http://www.xduph.com>

无线通信设备电路设计系列丛书

混频器电路设计

黄智伟 编著

西安电子科技大学出版社

2009

内 容 简 介

本书共分 5 章,介绍了混频器电路的分析方法、电路结构、工作原理等混频器电路设计所需要的相关信息,以及采用混频器集成电路构成的混频器、上变频器、下变频器和 GPS 接收机下变频器电路实例的主要技术性能、引脚端封装形式、内部结构、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容。本书介绍的混频器电路频率范围从 0(直流)至几十吉赫,其电原理图、印制电路板图和元器件参数等可以直接在工程设计中应用。

本书突出“先进性、工程性、实用性”,可以作为从事无线通信、移动通信、无线数据采集与传输系统、无线遥控和遥测系统、无线网络、无线安全防范系统等应用研究的工程技术人员在进行混频器设计时的参考书和工具书,也可以作为高等院校通信、电子等相关专业本科生和研究生的专业教材和教学参考书。

图书在版编目(CIP)数据

混频器电路设计/黄智伟编著. —西安:西安电子科技大学出版社, 2009.9

(无线通信设备电路设计系列丛书)

ISBN 978-7-5606-2205-7

I. 混… II. 黄… III. 混频器—电路设计 IV. TN773.02

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 011998 号

策 划 云立实

责任编辑 杨 璠 云立实

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路 2 号)

电 话 (029)88242885 88201467 邮 编 710071

网 址 www.xduph.com 电子邮箱 xdupfxb001@163.com

经 销 新华书店

印刷单位 西安文化彩印厂

版 次 2009 年 9 月第 1 版 2009 年 9 月第 1 次印刷

开 本 787 毫米×1092 毫米 1/16 印 张 23.125

字 数 551 千字

印 数 1~4000 册

定 价 35.00 元

ISBN 978 - 7 - 5606 - 2205 - 7/TN · 0489

XDUP 2497001-1

如有印装问题可调换

本社图书封面为激光防伪覆膜, 谨防盗版。

前 言

本书是《无线通信设备电路设计系列丛书》之一，主要介绍与混频器电路设计相关的内容。该系列丛书包含有《射频小信号放大器电路设计》、《射频功率放大器电路设计》、《混频器电路设计》、《调制解调器电路设计》、《锁相环与频率合成器电路设计》和《单片无线发射与接收电路设计》。

混频器是无线收发系统的重要组成部分，为适应无线通信技术的进步，近年来发展十分迅速。本书介绍了混频器电路的分析方法、电路结构、工作原理等，以及采用混频器集成电路构成的混频器电路实例的主要技术性能、引脚端封装形式、内部结构、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容，其电原理图、印制电路板图和元器件参数等可以直接在工程设计中应用。

本书共有5章，内容突出“先进性、工程性、实用性”，可以作为从事无线通信、移动通信、无线数据采集与传输系统、无线遥控和遥测系统、无线网络、无线安全防范系统等应用研究的工程技术人员进行混频器电路设计时的参考书和工具书，也可以作为高等院校通信、电子等相关专业本科生和研究生的专业教材和教学参考书。

第1章介绍了混频器电路模型及频谱搬移现象，混频器电路的变频转换增益、1 dB 压缩点、三阶互调截点、噪声系数、端口隔离度等主要技术指标，单管跨导型、单平衡型、吉尔伯特双平衡型、二极管双平衡型、无源场效应管型等混频器电路的电路结构、工作原理和分析方法，以及混频器的组合干扰、副波道干扰、交调干扰和互调干扰、包络失真和阻塞干扰。

第2章介绍了AD8343等9种混频器集成电路组成的上变频器/下变频器电路的主要技术性能、引脚端封装形式、内部结构、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容，频率范围为0(直流)~42 GHz。

第3章介绍了MAX2307等6种混频器集成电路组成的1 GHz以下的上变频器电路，LT5520等14种混频器集成电路组成的1.9/2.1/2.4 GHz上变频器电路，Xu1001等2种混频器集成电路组成的3 GHz以上上变频器电路，包括电路的主要技术性能、引脚端封装形式、内部结构、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容。

第4章介绍了AD831等19种混频器集成电路组成的1 GHz以下的下变频器电路，RF2496等19种混频器集成电路组成的1~2 GHz下变频器电路，MC13143等15种混频器集成电路组成的2.1/2.4 GHz下变频器电路，MAX2683/MAX2684等6种混频器集成电路组成的3 GHz以上下变频器电路，包括电路的主要技术性能、引脚端封装形式、内部结构、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容。

第5章介绍了CXA1951AQ等9种GPS接收机下变频器电路的主要技术性能、引脚端封装形式、内部结构、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容。

由于各公司生产的器件和集成电路芯片类型繁多，限于篇幅，本书仅精选了其中的很少部分，读者可根据电路设计实例举一反三，利用在参考文献中给出的大量的公司网址，查询更多的电路设计应用资料。

本书在编写过程中，参考了大量的国内外著作和资料，得到了许多专家和学者的大力支持，听取了多方面的宝贵意见和建议。李富英高级工程师对本书进行了审阅。本书由黄智伟主编，参加本书编写的还有王彦、朱卫华、陈文光、李圣、王新辉、刘辉、邓月明、张鹏举、肖凯、简远鸣、钟鸣晓、林杰文、余丽、张清明、申政琴、王凤玲、熊卓、贺康政、黄松、王怀涛、张海军、刘宏、蒋成军、胡乡城、曾力、潘策荣、刘晓闽、苏道文、何吉强、曹佳、田婷、李琳、陈媚、丁子琴、王晶晶、曹小静、赵鹏、潘天君等人。

由于我们水平有限，不足之处在所难免，敬请各位读者批评斧正。

黄智伟

2009年1月于南华大学

目 录

第 1 章 混频器电路基础	1
1.1 混频器电路模型及频谱搬移现象.....	1
1.2 混频器电路主要技术指标.....	4
1.2.1 变频增益 G_p	4
1.2.2 1 dB 压缩点.....	4
1.2.3 三阶互调截点 IP_3	5
1.2.4 噪声系数 N_F	6
1.2.5 端口隔离度.....	7
1.3 有源混频器电路.....	7
1.3.1 单管跨导型混频器电路.....	7
1.3.2 单平衡型混频器电路.....	10
1.3.3 吉尔伯特双平衡型混频器电路.....	12
1.4 无源混频器电路.....	15
1.4.1 二极管双平衡型混频器电路.....	15
1.4.2 无源场效应管混频器电路.....	17
1.5 混频器的干扰.....	18
1.5.1 组合频率干扰.....	18
1.5.2 副波道干扰.....	19
1.5.3 交调干扰和互调干扰.....	20
1.5.4 包络失真和阻塞干扰.....	21
第 2 章 上变频器/下变频器电路设计	22
2.1 AD8343 0(直流)~2.5 GHz 高 IP_3 混频器电路.....	22
2.2 AMMC-3041 18~42 GHz 混频器电路.....	28
2.3 CMY210/211 500 MHz~2.5 GHz 混频器电路.....	29
2.4 HPMX5001 1.5~2.5 GHz 上变频器/下变频器电路.....	30
2.5 SA612A 500 MHz 双平衡混频器和振荡器电路.....	38
2.6 SA1921 800~1000 MHz/1515~1600 MHz 双频段 LNA/混频器电路.....	41
2.7 SME1400B-10 1~2200 MHz 宽带混频器电路.....	45
2.8 WJZ1020 1~2700 MHz 宽带混频器电路.....	47
2.9 WJZ2020 1~2700 MHz 宽带混频器电路.....	47

第3章 上变频器电路设计	48
3.1 1 GHz 以下的上变频器电路设计.....	48
3.1.1 MAX2307 887~925 MHz 上变频器电路.....	48
3.1.2 MD59-0054 824~849 MHz 上变频器和 PA 驱动器电路.....	52
3.1.3 MRFIC2002 900 MHz 上变频器电路.....	54
3.1.4 RF2642 824~849 MHz 上变频器/PA 驱动器电路.....	56
3.1.5 STM-1116 800~1000 MHz 上变频器电路.....	59
3.1.6 T0785 800~1000 MHz 上变频器电路.....	61
3.2 1.9/2.1/2.4 GHz 上变频器电路设计.....	63
3.2.1 HPMX-2006 0.8~2.5 GHz 上变频器/放大器电路.....	63
3.2.2 LT5520 1.3~2.3 GHz 高线性度上变频器电路.....	68
3.2.3 MAX2383 1920~1980 MHz W-CDMA 上变频器电路.....	74
3.2.4 MAX2660/2661/2663/2671/2673 400 MHz~2.5 GHz 上变频器电路.....	78
3.2.5 RF2638 500~2500 MHz 上变频器电路.....	84
3.2.6 RF2643 824~849 MHz/1850~1910 MHz 上变频器/PA 驱动器电路.....	86
3.2.7 STM-2116 1.8~2.1 GHz 上变频器电路.....	89
3.2.8 STM-3116 2.1~2.5 GHz 上变频器电路.....	91
3.2.9 T0786 1.8~2.1 GHz 上变频器电路.....	92
3.2.10 T0787 2.1~2.5 GHz 上变频器电路.....	94
3.2.11 μ PC8106TB/ μ PC8109TB 0.4~2.0 GHz 上变频器电路.....	95
3.2.12 μ PC8163TB 800 MHz~2.0 GHz 上变频器电路.....	97
3.2.13 μ PC8172TB 800 MHz~2.5 GHz 上变频器电路.....	98
3.2.14 μ PC8187TB 800 MHz~2.5 GHz 上变频器电路.....	99
3.3 3 GHz 以上的上变频器电路设计.....	100
3.3.1 LT5511 0.4~3 GHz 上变频器电路.....	100
3.3.2 Xu1001 36.0~40.0 GHz 上变频器电路.....	106
第4章 下变频器电路设计	108
4.1 1 GHz 以下的下变频器电路设计.....	108
4.1.1 AD831 400 MHz 低失真下变频器电路.....	108
4.1.2 AD8342 50~500 MHz 下变频器电路.....	111
4.1.3 CMH82 869~894 MHz LNA/混频器电路.....	114
4.1.4 CV210-1A 800~915 MHz 双通道下变频器电路.....	117
4.1.5 MADCSM0011 869~893 MHz 下变频器电路.....	120
4.1.6 MAX2385/2386 832~870 MHz/869~894 MHz CDMA+GPS LNA/混频器电路.....	122
4.1.7 MAX2685 800~1000 MHz LNA 和下变频器电路.....	126
4.1.8 MAX9981 825~915 MHz 混频器电路.....	130
4.1.9 MAX9982 825~925 MHz 高线性混频器电路.....	136
4.1.10 SA616 低电压高性能 FM IF 系统混频器电路.....	140

4.1.11	SA636 500 MHz FM IF 系统用混频器电路.....	142
4.1.12	SA639 500 MHz FM IF 系统用混频器电路.....	146
4.1.13	SA676 100 MHz FM IF 系统用混频器电路.....	148
4.1.14	T0780 800~1000 MHz 下变频器电路.....	150
4.1.15	TQ5121 869~894 MHz 下变频器电路.....	152
4.1.16	TQ5122 869~894 MHz 3 V TDMA/AMPS 低电平 LNA/混频器电路.....	153
4.1.17	TQ5131/TQ5132 869~894 MHz 下变频器电路.....	156
4.1.18	TQ5135 832~894 MHz LNA/下变频器电路.....	157
4.1.19	TQ9203 800~1000 MHz LNA/下变频器电路.....	159
4.2	1~2 GHz 下变频器电路设计.....	161
4.2.1	AD8344 400 MHz~1.2 GHz 下变频器电路.....	161
4.2.2	CMH192 1.93~1.99 GHz/1.84~1.87 GHz LNA/混频器电路.....	165
4.2.3	CV211-1A 1700~2000 MHz 双通道下变频器电路.....	167
4.2.4	IAM-93516 1.91 GHz 下变频器电路.....	170
4.2.5	LT5526 1 MHz~2 GHz 高信号电平下变频器电路.....	172
4.2.6	MADCSM0001 869~893 MHz/1930~1990 MHz 下变频器电路.....	177
4.2.7	MAX2323/MAX2325 850~950 MHz/1800~2200 MHz 双频/三模式 CDMA LNA/混频器电路.....	179
4.2.8	MAX2338 869~894 MHz/1930~1990 MHz 双频/三模式 CDMA LNA/混频器电路.....	184
4.2.9	RF2496 三频带/四模式CDMA/GPS LNA/混频器电路.....	189
4.2.10	SA65-0003 1500~2000 MHz 下变频器电路.....	193
4.2.11	SA601 800~1200 MHz NADC/GSM/AMPS/TACS/CT1 LNA/混频器电路.....	193
4.2.12	SA620 800~1200 MHz 低电压 LNA/混频器和 VCO 电路.....	198
4.2.13	SA631 800~1200 MHz 低电压 LNA/混频器电路.....	202
4.2.14	SA1921 800~1000 MHz/1515~1600 MHz LNA/混频器电路.....	203
4.2.15	TQ5635 1840~1870 MHz LNA/下变频器电路.....	207
4.2.16	TQ9222 800/1900 MHz LNA/下变频器电路.....	209
4.2.17	μ PC2721/ μ PC2722 0.9~2.0 GHz L 频段下变频器电路.....	211
4.2.18	μ PC2756TB 0.1~2 GHz 下变频器电路.....	213
4.2.19	μ PC2757TB/ μ PC2758TB 0.1~2.0 GHz 下变频器电路.....	215
4.3	2.1/2.4 GHz 下变频器电路设计.....	217
4.3.1	CMY212/CMY213 0.5~2.5 GHz 下变频器电路.....	217
4.3.2	CV221-1A 1.9~2.4 GHz 双通道下变频器电路.....	219
4.3.3	CXA3556N 数字广播接收机下变频器电路.....	222
4.3.4	LT5500 1.8~2.7 GHz 下变频器电路.....	224
4.3.5	LT5522 400 MHz~2.7 GHz 高信号电平下变频器电路.....	229
4.3.6	MAX2320/21/22/24/26/27 LNA 下变频器电路.....	235
4.3.7	MAX2680/MAX2681/MAX2682 0.4~2.5 GHz 下变频器电路.....	249
4.3.8	MAX9993 1.7~2.2 GHz 下变频器电路.....	253

4.3.9	MAX9994/MAX9996 1.7~2.2 GHz 下变频器电路	260
4.3.10	MAX9995 1.7~2.2 GHz 下变频器电路	263
4.3.11	MC13143 DC~2.4 GHz 线性混频器电路	267
4.3.12	MC13770 2.1~2.4 GHz LNA/下变频器电路	269
4.3.13	T0781 1.7~2.3 GHz 下变频器电路	271
4.3.14	TQ5M31 500~2500 MHz 下变频器电路	272
4.3.15	TQ5631 1800~2200 MHz 下变频器电路	274
4.4	3 GHz 以上的下变频器电路设计	275
4.4.1	ADL5350 400 MHz~3 GHz 下变频器电路	275
4.4.2	IAM-91563 0.8~6.0 GHz 下变频器电路	277
4.4.3	IAM-92516 400~3500 MHz 下变频器电路	282
4.4.4	LT5512 DC~3 GHz 下变频器电路	285
4.4.5	LT5527 400 MHz~3.7 GHz 高信号电平下变频器电路	291
4.4.6	MAX2683/MAX2684 3.5 GHz 下变频器电路	300
第 5 章	GPS 接收机下变频器电路设计	303
5.1	CXA1951AQ GPS 接收机下变频器电路	303
5.2	CXA3355ER GPS 接收机下变频器电路	308
5.3	MAX2680/MAX2681/MAX2682 GPS 接收机下变频器电路	322
5.4	MAX2740 GPS 接收机下变频器电路	327
5.5	RF2498 GPS 接收机下变频器电路	333
5.6	TQ5139 A-GPS 接收机下变频器电路	339
5.7	TQ5638 GPS 接收机下变频器电路	344
5.8	μ PB1005K GPS 接收机下变频器电路	349
5.9	μ PB1007K GPS 接收机下变频器电路	353
参考文献		356

第1章 混频器电路基础

1.1 混频器电路模型及频谱搬移现象

混频器完成频率的变换。混频(也称变频)是将载频为 $\omega_c(2\pi f_c)$ 的已调波信号 $u_S(t)$ 变换为载频为 $\omega_{IF}(2\pi f_{IF})$ 的已调波信号 $u_{IF}(t)$, 即进行频谱的搬移。混频器完成频率的变换, 要求保持原载频已调波的调制方式不变, 携带的信息也不变, 而且不产生失真。

混频器电路模型如图 1.1.1(a)、(b)所示。混频器有三个端口: 一是射频端口, 输入的是已调波信号 $u_S(t)$; 二是本振端口, 输入的是本振信号 $\hat{u}_{LO}(t)$; 三是中频端口, 接滤波器, 输出中频信号 $u_{IF}(t)$ 。带通滤波器用来取出其有用频率分量, 滤除无用频率分量。

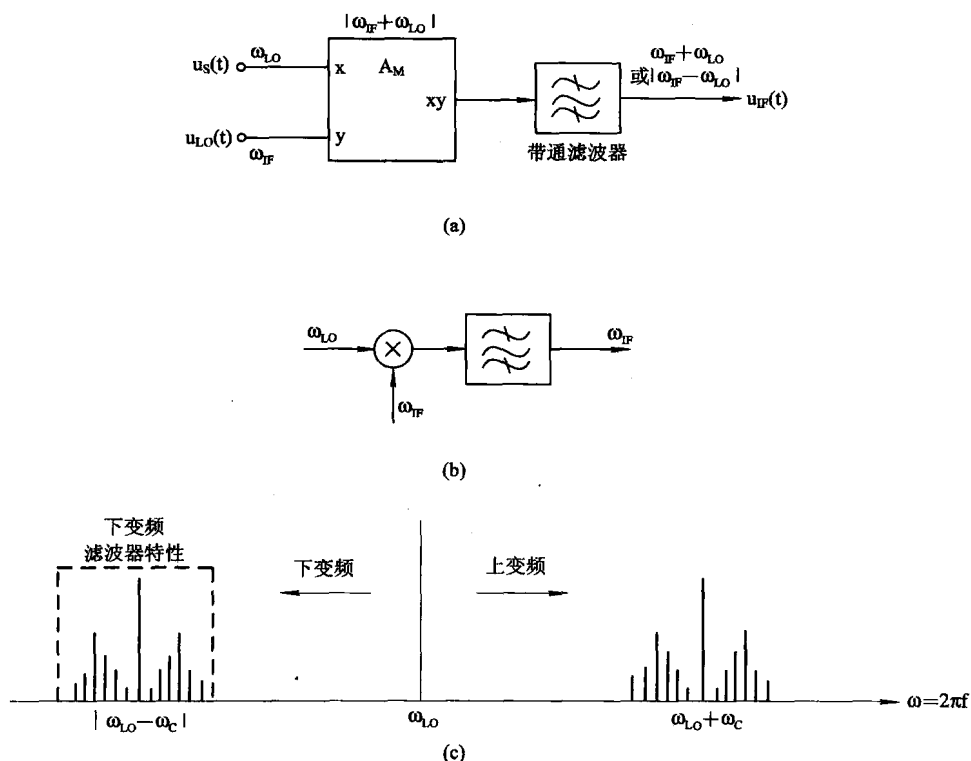


图 1.1.1 混频器电路模型及频谱搬移现象

(a) 混频电路符号; (b) 混频电路的简化符号; (c) 混频的频谱搬移现象

从频谱角度来看, 混频实际上是保持已调波调制方式不变情况下的频谱搬移现象。实

现频谱搬移的基本方法是将两个信号相乘。如图 1.1.1(a)所示, 将载频为 $\omega_C(\omega=2\pi f)$ 的已调信号 $u_S(t)$ 和振荡频率为 ω_{LO} 的本振信号 $u_{LO}(t)$ 相乘。

设本振信号为

$$u_{LO}(t)=U_{LO}\cos\omega_{LO}t$$

射频信号为

$$u_S(t)=U_S\cos\omega_C t$$

相乘得

$$\begin{aligned} u_{LO}(t)\times u_S(t) &= U_{LO}\cos\omega_{LO}t\times U_S\cos\omega_C t \\ &= \frac{1}{2}U_{LO}U_S[\cos(\omega_C-\omega_{LO})t+\cos(\omega_C+\omega_{LO})t] \end{aligned}$$

从上面的表达式可知, 相乘后的输出信号频率必然是 ω_{LO} 与 ω_C 的和差关系, 即 $\omega_{IF}=\omega_{LO}+\omega_C$ 或 $\omega_{IF}=|\omega_{LO}-\omega_C|$ 。其中 ω_{IF} 在工程中被称为中频频率。载频为 ω_{IF} 的混频输出信号被称为中频信号 $u_{IF}(t)$, 由实践可知, $u_{IF}(t)$ 必然保持 $u_S(t)$ 的调制方式和信息不变。

混频器的频谱搬移现象如图 1.1.1(c)所示, 图中将已调波载频搬至高于本振频率 ω_{LO} , 称为上变频, 中频 $\omega_{IF}=\omega_{LO}+\omega_C$ 称为高中频; 把已调波载频搬至低于本振频率 ω_{LO} , 称为下变频, 中频 $\omega_{IF}=|\omega_{LO}-\omega_C|$ 称为低中频。

工程中将 $\omega_{IF}=\omega_{LO}+\omega_C$ 称为上混频, 即上变频。在发射机中一般使用上变频, 它将已调制的中频信号搬移到射频频段。工程中将 $\omega_{IF}=|\omega_{LO}-\omega_C|$ 称为下混频, 即下变频。显然, 下变频有两种可能: 即 $\omega_{LO}>\omega_C$ 时, $\omega_{IF}=\omega_{LO}-\omega_C$; $\omega_{LO}<\omega_C$ 时, $\omega_{IF}=\omega_C-\omega_{LO}$ 。接收机一般使用下变频, 它将接收到的射频信号搬移到中频频段。

实现信号相乘的方法有很多, 如采用吉尔伯特乘法器电路, 也可以采用工作在线性时变状态的非线性器件(如二极管、双极型三极管、场效应管等)。二极管、双极型三极管、场效应管及它们的组合电路都能实现信号相乘作用, 但都是非线性相乘。即便是在特定条件下能进行所谓线性相乘, 那也是近似的。混频器在线性时变工作时, 要求射频输入是小信号, 本振输入是大信号。混频器对射频信号而言应是线性系统, 其电路参数随本振信号作周期性变化, 这样才能保证在频谱搬移时, 射频的频谱结构不变。与 FET、BJT 相比, 二极管不需要偏置, 功耗低, 开关速度快, 因此常被用于混频电路。FET 是平方律特性器件, 用它构成混频器产生的无用频率成分要比用 BJT 构成的混频器少得多, 具有更好的性能, 因此使用得更多。

一个采用非线性元件的调幅接收机中混频器电路模型和输入/输出波形如图 1.1.2 所示, 混频器位于 LNA 之后, 将 LNA 输出的射频信号和本振信号通过非线性元件变换为中频信号。

设射频信号为

$$u_S(t)=U_S\cos\omega_C t$$

其中 $U_S=U_{SM}(1+m_a\cos\Omega t)$, 本振信号为 $u_{LO}(t)=U_{LO}\cos\omega_{LO}t$, 同时加在非线性元件上, 则会产生具有新频率的电流成分。由于变频管工作于输入特性曲线的弯曲段, 其电流可采用幂级数来表示, 即

$$i=a_0+a_1\Delta u+a_2(\Delta u)^2+a_3(\Delta u)^3+\dots \quad (1.1.1)$$

其中

$$\Delta u = u_S(t) + u_{LO}(t) = U_S \cos \omega_C t + U_{LO} \cos \omega_{LO} t$$

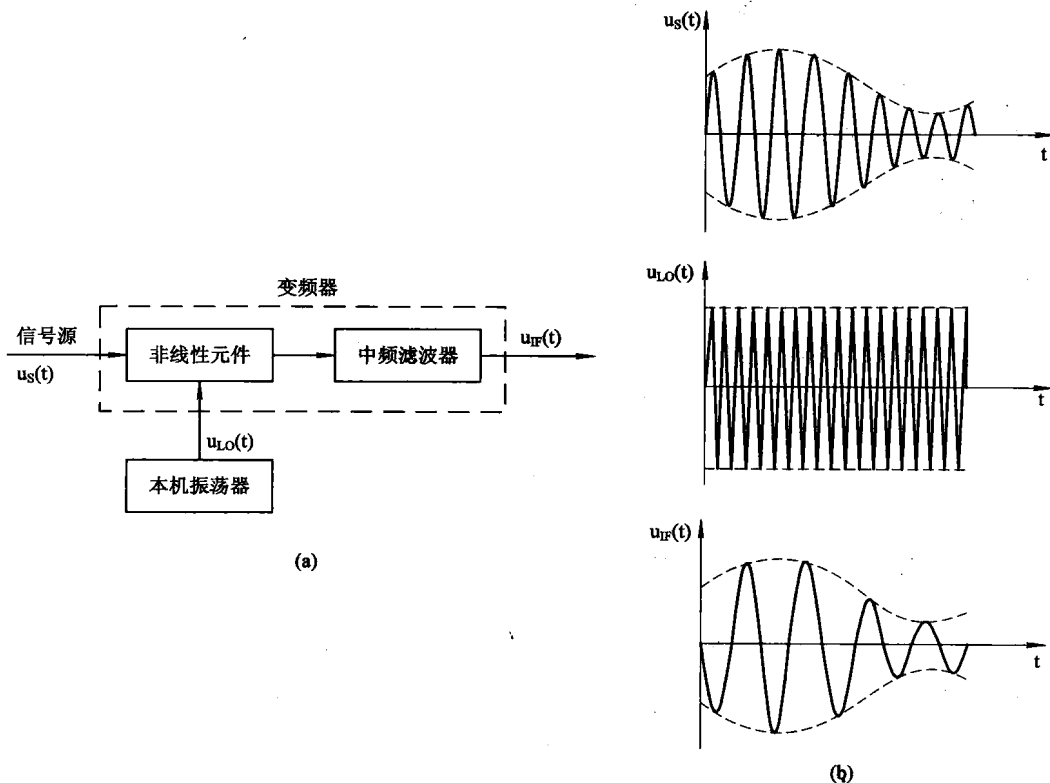


图 1.1.2 调幅接收机的混频器电路模型和输入/输出波形

(a) 电路模型; (b) 输入/输出波形

对式(1.1.1)近似取前三项, 则

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 [u_S(t) + u_{LO}(t)] + a_2 [u_S(t) + u_{LO}(t)]^2 \\ &= a_0 + a_1 (U_S \cos \omega_C t + U_{LO} \cos \omega_{LO} t) + a_2 (U_S \cos \omega_C t + U_{LO} \cos \omega_{LO} t)^2 \\ &= a_0 + a_1 (U_S \cos \omega_C t + U_{LO} \cos \omega_{LO} t) + \frac{a_2}{2} (U_S^2 + U_{LO}^2) \\ &\quad + \frac{a_2}{2} (U_S^2 \cos 2\omega_C t + U_{LO}^2 \cos 2\omega_{LO} t) \\ &\quad + a_2 U_S U_{LO} [\cos(\omega_C + \omega_{LO})t + \cos(\omega_C - \omega_{LO})t] \end{aligned}$$

从以上分析知, 由于电路元件的伏安特性包含有平方项, 在 $u_S \times u_{LO}$ 同时作用下, 电流便产生了新的频率成分, 它包含有差频分量 $\omega_C - \omega_{LO}$ 、和频分量 $\omega_C + \omega_{LO}$ 、以及谐波分量 $2\omega_C$ 和 $2\omega_{LO}$ 。

差频分量 $\omega_C - \omega_{LO}$ 就是所要求的中频 ω_{IF} 。通过中频滤波器就可将差频分量取出, 而将其他频率成分滤除。这种混频器称为下变频器。

同样的电路结构也可以用在发射机中, 若用滤波器电路将和频分量选择出来, 则这种混频器称为上变频器。

1.2 混频器电路主要技术指标

混频器电路的主要技术指标包含有变频增益 G_P 、1 dB 压缩点、三阶互调阻断点(三阶截点)IP3、噪声系数 N_F 和隔离度等。

1.2.1 变频增益 G_P

混频器的变频增益定义为输出中频信号的大小与输入射频信号的大小之比(本振信号保持为常数),有电压增益 A_U 和功率增益 G_P 。电压增益 A_U 为射频输入电压与混频器中频输出电压之比。功率增益 G_P 为混频器中频输出功率 P_{IF} 与射频输入功率 P_{RF} 之比,即

$$G_P = 10 \lg \frac{P_{IF}}{P_{RF}} \Big|_{P_{LO}=\text{常数}} \quad (\text{dB}) \quad (1.2.1)$$

式(1.2.1)中,射频输入功率 P_{RF} 和中频输出功率 P_{IF} 均以 dBm 为单位。 $P(\text{dBm})=10 \lg P(\text{mW})$,例如 0 dBm=1 mW, 3 dBm=2 mW, 10 dBm=10 mW, 20 dBm=100 mW 等。

对于无源二极管混频器,变频增益 $G_P < 1$,此时存在变频损耗,用 L_P 表示。而对于有源混频器,例如三极管、FET、集成模拟相乘器等,变频增益 $G_P > 1$ 。

在测量变频增益 G_P 时,本振激励功率应该为某一固定功率电平。例如:对于 50 Ω 输入、输出的二极管环形混频器,本振标准功率电平为 7 dBm。对于集成模拟乘法器 MC1596,本振标准功率电平为 20 dBm。

应用中应注意混频器三个端口的阻抗匹配。当混频器的射频端口通过镜像抑制滤波器与 LNA 相连时,为了保证滤波器的性能,混频器射频端口的输入阻抗必须与此滤波器的输出阻抗相匹配,滤波器的输出阻抗一般是 50 Ω 。同样,混频器的中频端口的输出阻抗也应与中频滤波器的输入阻抗相匹配,低于 100 MHz 的中频滤波器的输入阻抗一般都大于 50 Ω 。例如声表面波滤波器的阻抗为 200 Ω ,中频陶瓷滤波器的阻抗为 330 Ω ,晶体滤波器的阻抗为 1 k Ω 。本振端口的输入阻抗与本机振荡器的输出阻抗匹配,可以有效地从本机振荡器汲取功率。

1.2.2 1 dB 压缩点

混频器的非线性失真程度用变频压缩点来表示。混频器对射频小信号而言是线性网络,在射频输入电平远小于本振电平时,混频器处于线性运行状态下,其中射频输出随射频输入电平的增大而线性增加。但是,当射频输入逐渐增大到一定程度,例如射频输入电平增大到与本振电平相差不到 10 dB 时,中频输出随射频输入增加的速度变慢,其中射频输出不随射频输入电平的增大而线性增加,混频器开始进入饱和状态,存在非线性失真,如图 1.2.1 所示。

由图 1.2.1 可知,变频压缩点是中频输出功率电平偏离(低于)线性变化功率值 1 dB 处的交点。显然,变频压缩点间接地表示了混频器的非线性失真程度。对于 LNA,也可以用 1 dB 压缩点来表示线性放大范围。

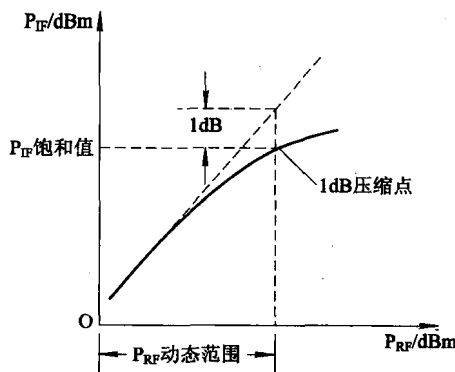


图 1.2.1 变频压缩点(1 dB)

1.2.3 三阶互调截点 IP_3

衡量混频器线性性能可以用三阶互调截点 IP_3 来表示。工程中混频器的非线性特性常用如下展开式来描述：

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots \quad (1.2.2)$$

式中， u 为加在混频器输入端的总输入信号。设 u 由三个输入信号电压组成，即

$$u = u_1 \cos \omega_1 t + u_2 \cos \omega_2 t + u_3 \cos \omega_3 t \quad (1.2.3)$$

代入式(1.2.2)中并整理，得

$$\begin{aligned} i = & a_0 + a_1 (u_1 \cos \omega_1 t + u_2 \cos \omega_2 t + u_3 \cos \omega_3 t) \\ & + a_2 (u_1^2 \cos 2\omega_1 + u_2^2 \cos 2\omega_2 + u_3^2 \cos 2\omega_3) \\ & + a_3 (u_1^3 \cos 3\omega_1 + u_2^3 \cos 3\omega_2 + u_3^3 \cos 3\omega_3) \\ & + \dots + a_p \cos(\pm\omega_3 + \omega_1)t + a_q \cos(\pm\omega_3 \pm \omega_2)t \\ & + a_m \cos(\pm\omega_3 + 2\omega_1 \pm \omega_2)t \\ & + a_n \cos(\pm\omega_3 + \omega_1 \pm 2\omega_2)t \\ & + a_x \cos(k\omega_3 + r\omega_1 + s\omega_2)t \\ & + \dots \end{aligned} \quad (1.2.4)$$

式(1.2.4)中的 a_0 项为直流分量项， a_1 项为基波项， a_2 和 a_3 项为 2 次和 3 次谐波分量项，高次谐波分量已忽略。这些频率分量均由混频器后面连接的带通滤波器滤除，一般不会进入中频通道影响接收。 a_p 项和 a_q 项为有用的中频分量，应该进入接收通道正常接收。 a_m 项和 a_n 项为三阶互调频率分量，它们也会进入接收中频通道形成干扰分量而影响正常接收。

由式(1.2.2)和式(1.2.4)可知，三阶互调项是由非线性特性的立方项产生的。工程中称这类干扰为三阶互调失真干扰，它们是难以由预选滤波器和中频通道滤波器滤除的。

显然，在输入射频电平足够大，混频器进入非线性运行状态时产生三阶互调。通常互调失真功率随输入功率的立方而变化，即输入功率每增加 1 dB，互调失真功率就要增加 3 dB，如图 1.2.2 所示，即随输入按 3:1 的速度上升，而正常接收射频 ω_{RF} 产生的中频输出是按 1:1 的速度上升的。当互调输出功率电平与中频输出功率电平相等时，无线收发电路就无法进行正常收信。因此，该交叉点就称为三阶互调截点。三阶互调截点对应的射频输入功率，是混频器的非线性互调失真使收信机无法正常收信时的最大射频输入功率，工程中用 $IP_3(\text{dBm})$ 表示，如图 1.2.2 所示。可见， $IP_3(\text{dBm})$ 越大，表明混频器的线性运行范围越宽。 IP_3 直接表明了混频器的线性特性。

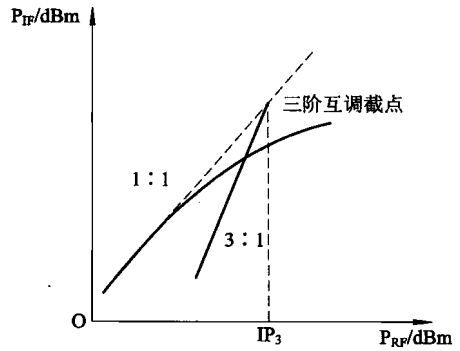


图 1.2.2 三阶互调截点

设计和生产出线性好的混频器件是减弱三阶互调最有效的措施。集成的混频器件通常用输入三阶互调截点 IP_3 来表示三阶互调这一指标。 $IP_3(\text{dBm})$ 越大，表明该混频器件的混频线性越好。目前很多公司生产的集成混频器件都标明了 IP_3 值。电路设计时，尽可能降低射频信号输入幅度，使混频工作在线性工作状态，也可以减少三阶互调分量。

值得注意的是， IP_3 还与本振功率电平有关。本振电平增加，混频器件中的二极管或三极管、场效应管的开关工作线性范围加大，混频器线性性能有所改善，三阶互调截点上升， IP_3 值加大。例如二极管平衡混频器，若本振电平为 20 dBm，则 IP_3 为 23 dBm；若本振电平为 28 dBm，则 IP_3 为 38 dBm。工程中混频器件手册上标明的 IP_3 ，是规定标准本振功率电平下的三阶互调截点参数。

1.2.4 噪声系数 N_F

混频器的噪声系数 N_F 可以用输入信号功率、输出信号功率和噪声功率比值的对数来定义：

$$N_F = 10 \lg \frac{P_{Si} / P_{Ni}}{P_{So} / P_{No}} = 10 \lg F \quad (1.2.5)$$

其中，

$$F = \frac{P_{Si} / P_{Ni}}{P_{So} / P_{No}} \quad (1.2.6)$$

式(1.2.5)中， N_F 是噪声系数，单位为 dB； F 是噪声系数，它是 N_F 的反对数； P_{Si} 是输入信号功率，单位为 W； P_{Ni} 是输入噪声功率，单位为 W； P_{So} 是输出信号功率，单位为 W； P_{No} 是输出噪声功率，单位为 W。由式(1.2.6)可知， F 是无量纲单位的数值。

若有 n 个噪声网络级联时，总的噪声系数可以用如下关系式表示：

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{F_1 \times G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \times G_2 \times \dots \times G_{n-1}} \quad (1.2.7)$$

式中, G_1 为第 1 级的功率增益, \dots , G_{n-1} 为第 $n-1$ 级的功率增益; F_1 为第 1 级的噪声系数, \dots , F_n 为第 n 级的噪声系数。

接收机的噪声系数主要取决于它的前端电路。在没有前置 LNA 的情况下, 噪声系数主要取决于混频电路。目前, 所有出品的集成混频器件都标明 N_F 这一指标。

1.2.5 端口隔离度

端口隔离度是表征混频器内部电路平衡度的一个指标, 即表示混频器各端口之间泄漏和窜透的大小。理论上混频器各端之间应该是严格隔离的。但实际上, 由于混频器器件内部电路的不对称性, 即平衡度稍有差别, 就会产生各端口间的窜透。

如果混频器的各端口之间的隔离度低, 会直接产生以下几方面的影响: 本振(LO)信号端口向射频(RF)端口的泄漏, 会影响 LNA 的工作, 甚至会通过天线辐射出去。其中特别是二极管环形混频器, 与本振信号通过本振端口窜入射频输入端口时, 它将会通过天线将本振信号发射出去, 去干扰邻近电台。射频端口向本振端口的窜通, 会影响本机振荡器的工作, 如产生频率牵引等, 影响本振输出频率。本振端口向中频端口的窜通, 本振大信号会使以后的中频放大器各级过载。

例如, 假设进入 LNA 的信号中存在两个邻道强干扰, 设它们分别是

$$u_1(t)=U_1 \cos\omega_1 t, \quad u_2(t)=U_2 \cos\omega_2 t$$

这时射频总输入为

$$u(t)=u_S(t)+u_1(t)+u_2(t)=U_2 \cos\omega_2 t$$

若 LNA 的传输特性 $i=f(u)$ 中存在偶次方项, 即

$$i(t)=a_0+a_1u(t)+a_2u^2(t)+\dots$$

则两个干扰信号经 LNA 中偶次方项的差拍, 产生频率很低的信号分量 $a_2U_1U_2\cos(\omega_1-\omega_2)$ 。这些低频信号由于 RF 端口和中频端口之间的隔离性能不好, 不经过混频而直接窜通到达混频器的中频输出口, 干扰有用信号。

由于集成混频器(如集成模拟乘法器)的发展, 混频器的隔离度一般都能够符合工程要求。

1.3 有源混频器电路

混频器的电路结构形式分为有源混频器电路和无源混频器电路两种。常见的有源混频器电路形式有单管跨导型混频电路、单平衡型混频电路和吉尔伯特双平衡型混频电路等。常见的无源混频器电路形式有二极管双平衡型混频电路和无源场效应管混频电路等。

1.3.1 单管跨导型混频器电路

采用双极型晶体管和场效应管都可以构成有源混频器电路, 它们的实现原理也基本相同。

一个场效应管(FET)构成的跨导型混频器电路的原理图^[11]如图 1.3.1 所示。该混频器工作在线性时变状态, 设射频输入信号 $u_{RF}(t)=U_{RF}\cos\omega_{RF}t$ 是小信号, 本振输入信号

$u_{LO}(t)=U_{LO}\cos\omega_{LO}t$ 是大信号, 即 $U_{LO}\gg U_{RF}$ 。场效应管的输入电压为

$$u_{GS}(t)=-V_{GG}+u_{LO}(t)+u_{RF}(t)$$

大的本振电压与直流偏置电压 V_{GG} 一起作为 FET 的偏置, 称为时变偏置, 表示如下:

$$u_{GSQ}(t)=-V_{GG}+u_{LO}(t) \quad (1.3.1)$$

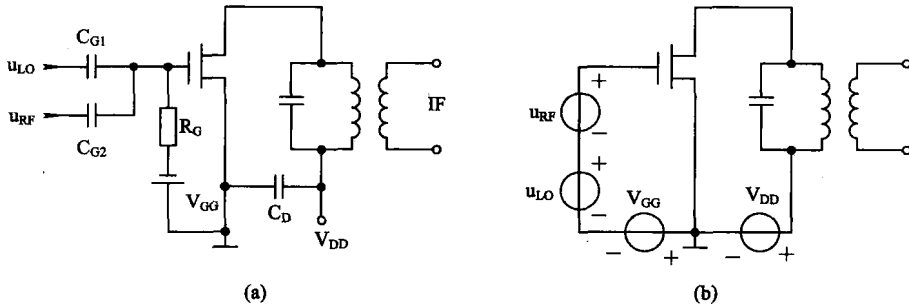


图 1.3.1 一个场效应管构成的跨导型混频器电路

(a) 原理图; (b) 等效电路

$u_{GSQ}(t)$ 控制场效应管的跨导 $g_m(t)$ (参考场效应管的线性时变工作状态), 时变跨导 $g_m(t)$ 的重复频率即为本振频率 ω_{LO} 。将它用傅氏级数展开:

$$g_m(t)=g_{m0}+g_{m1}\cos\omega_{LO}t+g_{m2}\cos2\omega_{LO}t+\dots \quad (1.3.2)$$

其中系数为

$$g_{m0}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}g_m(t)d\omega_{LO}t$$

$$g_{mi}=\frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}g_m(t)\cos i\omega_{LO}t d\omega_{LO}t$$

当射频小信号从栅极馈入时, 漏极电流为

$$i_D=I_{D0}(t)+g_m(t)\cdot u_{RF}(t) \quad (1.3.3)$$

其中, $I_{D0}(t)$ 是由时变偏置决定的时变静态电流, 与射频输入信号无关。而时变跨导 $g_m(t)$ 中的基波分量与射频信号 $u_{RF}(t)$ 相乘则得中频电流:

$$i_{IF}(t)=\frac{1}{2}g_{m1}\cdot u_{RF}\cos(\omega_{RF}-\omega_{LO})t \quad (1.3.4)$$

将输出中频电流与输入射频电压之比定义为变频跨导, 用 g_{fc} 表示, 则

$$g_{fc}=\frac{I_{IF}}{U_{RF}}=\frac{1}{2}g_{m1} \quad (1.3.5)$$

即变频跨导 g_{fc} 等于时变跨导基波分量的一半。

此中频电流由漏极的中频回路取出。假设中频回路的谐振阻抗是 R_L , 则混频器的中频输出电压为

$$u_{IF}(t)=\frac{1}{2}g_{m1}R_L\cdot U_{RF}\cos(\omega_{RF}-\omega_{LO})t \quad (1.3.6)$$

混频器的电压增益为

$$A_U=\frac{U_{IF}}{U_{RF}}=\frac{1}{2}g_{m1}R_L\frac{U_{RF}}{U_{RF}}=g_{fc}R_L \quad (1.3.7)$$