

↑

无线通信设备电路设计系列丛书

调制解调器

电路设计

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

调制解调器电路设计

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6章,主要介绍了调制解调器电路的分析方法、电路结构、工作原理,以及采用调制解调器集成电路构成的调制器、解调器、调制解调器、蓝牙无线电收发器电路和GPS接收机射频前端电路实例的主要技术性能、引脚封装形式、内部结构、工作原理、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供工程设计中参考。

本书突出“先进性、实用性”,可作为从事无线通信、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调制解调器电路设计时的参考书和工具书,也可作为高等院校通信、电子等相关专业本科生与研究生的专业教材或教学参考书。

图书在版编目(CIP)数据

调制解调器电路设计/黄智伟编著. —西安:西安电子科技大学出版社,2009.4

(无线通信设备电路设计系列丛书)

ISBN 978 - 7 - 5606 - 2141 - 8

I. 调… II. 黄… III. 调制解调器—电路设计 IV. TN915.05

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 157963 号

策 划 云立实

责任编辑 王 瑛 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 陕西天意印务有限责任公司

版 次 2009年4月第1版 2009年4月第1次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印张 35.25

字 数 846千字

印 数 1~4000册

定 价 53.00元

ISBN 978 - 7 - 5606 - 2141 - 8/TN · 0468

XDUP 2433001 - 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，主要介绍与调制解调器电路设计相关的内容。该系列丛书包含《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》。

调制解调器电路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。本书介绍了调制解调器电路的分析方法、电路结构、工作原理，以及采用调制解调器集成电路构成的调制解调器电路实例的主要技术性能、引脚封装形式、内部结构、工作原理、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供工程设计中参考。

本书突出“先进性、实用性”，可作为从事无线通信、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调制解调器电路设计时的参考书和工具书，也可作为高等院校通信、电子等相关专业本科生与研究生的专业教材或教学参考书。

本书共分6章各章内容安排如下：

第1章介绍了振幅调制与解调电路基础、频率调制与相位调制及解调电路基础、数字振幅键控调制与解调电路基础、数字频移键控调制与解调电路基础、数字相位键控调制与解调电路基础、正交振幅调制与解调电路基础。

第2章介绍了ADL5390等31种调制器集成电路组成的调制器电路的主要技术性能、引脚封装形式、内部结构、工作原理、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容，频率范围为20 MHz~4.0 GHz。

第3章介绍了AD8333等18种解调器集成电路组成的解调器电路的主要技术性能、引脚封装形式、内部结构、工作原理、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)~2.7 GHz。

第4章介绍了AD630等3种调制解调器集成电路组成的调制解调器电路的主要技术性能、引脚封装形式、内部结构、工作原理、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容，频率范围为100 kHz~250 MHz。

第5章介绍了BCM2002X等24种蓝牙无线电收发器集成电路组成的蓝牙无线电收发器电路的主要技术性能、引脚封装形式、内部结构、工作原理、电原理图、印制电路板图和元器件参数等内容。

第6章介绍了 ATR0600 等 14 种 GPS 接收机射频前端集成电路组成的 GPS 接收机射频前端电路的主要技术性能、引脚封装形式、内部结构、工作原理、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,查询到更多的电路设计应用资料。

为保持与芯片手册等原始资料一致,本书电路图中的元器件符号均用正体表示。

本书由黄智伟主编,李富英高级工程师对本书进行了审阅。参加编写的还有王彦、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、潘策荣等。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,在此一并表示感谢。

由于编者水平有限,书中不足之处在所难免,敬请各位读者批评斧正。

黄智伟

2008年6月于南华大学

目 录

第 1 章 调制器/解调器电路基础	1
1.1 振幅调制与解调电路基础	2
1.1.1 普通调幅波的调制与解调	2
1.1.2 抑制载波双边带调幅的调制与解调	7
1.1.3 抑制载波单边带调幅的调制与解调	8
1.2 频率调制与相位调制及解调电路基础	9
1.2.1 频率调制	9
1.2.2 调频波的解调	13
1.2.3 鉴频电路	15
1.2.4 相位调制与解调	27
1.3 数字振幅键控调制与解调电路基础	28
1.3.1 二进制数字振幅键控调制与解调	28
1.3.2 多进制数字振幅键控调制与解调	32
1.4 数字频移键控调制与解调电路基础	34
1.4.1 二进制数字频移键控调制与解调	34
1.4.2 多进制数字频移键控调制与解调	38
1.4.3 最小频移键控	39
1.4.4 高斯最小频移键控	41
1.5 数字相位键控调制与解调电路基础	47
1.5.1 二进制数字相位键控调制与解调	47
1.5.2 多进制数字相位键控调制与解调	51
1.5.3 四相 QPSK 调制	53
1.5.4 偏移 QPSK 调制	55
1.5.5 $\pi/4$ -DQPSK 调制与解调	56
1.6 正交振幅调制与解调电路基础	59
1.6.1 正交振幅调制与解调	59
1.6.2 可变速率正交振幅调制	63
第 2 章 调制器电路设计	66
2.1 ADL5390 20 MHz~2.4 GHz 矢量乘法器电路	66
2.2 AD8340 700 MHz~1.0 GHz 调制器电路	69
2.3 AD8341 1.5~2.4 GHz RF 矢量调制器电路	73
2.4 AD8345 220~1000 MHz 正交调制器电路	79
2.5 AD8346 0.8~2.5 GHz 正交调制器电路	85

2.6	AD8349 700~2700 MHz 正交调制器电路	90
2.7	AD9853 可编程数字 QPSK/16-QAM 调制器电路	92
2.8	ADL5371/ADL5372/ADL5373/ADL5374 300~4000 MHz 正交调制器电路	110
2.9	LT5503 1.2~2.7 GHz 直接 I/Q 调制器和混频器电路	113
2.10	LT5518 1.5~2.4 GHz 高线性直接正交调制器电路	120
2.11	LT5528 1.5~2.4 GHz 高线性直接正交调制器电路	129
2.12	LT5568 700~1050 MHz 高线性直接正交调制器电路	132
2.13	LT5571 620~1100 MHz 高线性直接正交调制器电路	135
2.14	LT5572 1.5~2.5 GHz 高线性直接正交调制器电路	138
2.15	MAX2022 1.5~2.5 GHz 正交调制器电路	141
2.16	MAX2150 700~2300 MHz 宽带 I/Q 调制器电路	145
2.17	MAX2452 80 MHz 3 V 低功率正交调制器电路	153
2.18	MAX2510 100~600 MHz 正交调制器电路	156
2.19	μ PC8191K/ μ PC8195K 570/380 MHz 调制器电路	164
2.20	PMB2208 0~2.5 GHz 调制器电路	167
2.21	RF2422 800~2.5 GHz 直接正交调制器电路	172
2.22	RF2480 800~2500 MHz 直接正交调制器电路	175
2.23	RF2483 0.7~1 GHz/1.7~2.4 GHz 双频带正交调制器电路	176
2.24	RF2484 800~2500 MHz 直接正交调制器电路	183
2.25	RF2485 200~600 MHz VHF 正交调制器电路	186
2.26	RF2705G 多模式/四频段/正交调制器及 PA 驱动器电路	188
2.27	RF2850 1700~2500 MHz 直接正交调制器电路	196
2.28	SA900 900 MHz 正交调制器电路	199
2.29	STQ-3016 2.5~4.0 GHz 正交调制器电路	207
2.30	T0790 700~2500 MHz 直接正交调制器电路	210
2.31	U2793B 300 MHz 正交调制器电路	213
第 3 章 解调器电路设计		216
3.1	AD8333 0(DC)~50 MHz 双 I/Q 解调器和移相器电路	216
3.2	AD8347 800 MHz~2.7 GHz 解调器电路	222
3.3	AD8348 50~1000 MHz 正交解调器电路	231
3.4	ADL5387 50 MHz~2 GHz 正交解调器电路	242
3.5	ATR0797 65~300 MHz IF 接收机/解调器电路	244
3.6	HPMX5002 DECT 解调器电路	248
3.7	LT5502 70~400 MHz 带 RSSI 的正交 IF 解调器电路	254
3.8	LT5506 40~500 MHz 带 VGA 的正交解调器电路	260
3.9	LT5515 1.5~2.5 GHz 直接转换正交解调器电路	267
3.10	LT5516 0.8~1.5 GHz 直接转换正交解调器电路	273
3.11	LT5517 40~900 MHz 正交解调器电路	276
3.12	LT5546 40~500 MHz 正交解调器电路	280
3.13	MAX2451 35~80 MHz 正交解调器电路	285
3.14	μ PC8190K/ μ PC8194K 380 MHz/190 MHz 解调器电路	288
3.15	RF2721 0.1~500 MHz 解调器电路	291

3.16	RX3141 10~50 MHz 正交解调器电路	294
3.17	SRF2016 200~600 MHz 解调器电路	297
3.18	U2794B 70 MHz~1 GHz 解调器电路	300
第 4 章	调制解调器电路设计	303
4.1	AD630 调制解调器电路	303
4.2	MAX2450 正交调制解调器电路	306
4.3	RF2713 100 kHz~250 MHz 正交调制解调器电路	310
第 5 章	蓝牙无线电收发器电路设计	316
5.1	BCM2002X 蓝牙无线电收发器电路	316
5.2	BGB100 蓝牙无线电收发器电路	317
5.3	BGB101/102 即插即用型蓝牙无线电收发器电路	324
5.4	BRM01 蓝牙无线电收发器电路	325
5.5	CX72303 1.8 V 超低功耗蓝牙无线电收发器电路	329
5.6	GDM1002 蓝牙无线电收发器电路	331
5.7	LMX3162 蓝牙无线电收发器电路	332
5.8	LMX5251/LMX5252 蓝牙无线电收发器电路	345
5.9	MC13180 蓝牙无线电收发器电路	347
5.10	MMM7400 蓝牙无线 RF 数据收发器电路	370
5.11	PBA 313 01 蓝牙无线电收发器电路	372
5.12	PBA 313 02/1/05 蓝牙无线电收发器电路	384
5.13	PBA 313 04 蓝牙无线电收发器电路	385
5.14	RF2968 蓝牙无线电收发器电路	387
5.15	SGN5010 蓝牙无线电收发器电路	396
5.16	SiW1502 蓝牙无线电调制解调器电路	412
5.17	SiW1701 蓝牙无线电调制解调器电路	420
5.18	SiW1711 TM / SiW1712 TM 无线电调制解调器电路	427
5.19	SKY 72313 1.8 V 超低功率蓝牙 RF 收发器电路	429
5.20	STLC2150 蓝牙无线电收发器电路	431
5.21	UAA3558 蓝牙无线电收发器电路	436
5.22	T2901 蓝牙无线电收发器电路	437
5.23	TRF6001 蓝牙无线电收发器电路	446
5.24	W7020 蓝牙无线电收发器电路	446
第 6 章	GPS 接收机射频前端电路设计	448
6.1	ATR0600 GPS 接收机射频前端电路	448
6.2	GP2010 GPS 接收机射频前端电路	454
6.3	GP2015 GPS 接收机射频前端电路	464
6.4	MRFIC1505R2 GPS 接收机射频前端电路	473
6.5	NJ1004 GPS 接收机射频前端电路	478
6.6	NJ1006 GPS 接收机射频前端电路	487

6.7	S1M8660A GPS 接收机射频前端电路	497
6.8	S1M8662A GPS 接收机射频前端电路	506
6.9	SE4100L GPS 接收机射频前端电路	510
6.10	STB5600 GPS 接收机射频前端电路	517
6.11	STB5610 GPS 接收机射频前端电路	523
6.12	uN1005/uN8021 GPS 接收机射频前端电路	527
6.13	μ PB1008K GPS 接收机射频前端电路	533
6.14	μ PB1009K GPS 接收机射频前端电路	540
参考文献		548

第1章 调制器/解调器电路基础



调制过程是将低频信号搬移到高频段的过程,即用低频信号去控制高频振荡器,使高频振荡器输出信号的参数(幅度、频率、相位)随着低频信号的变化而变化,从而实现将低频信号搬移到高频段,由高频信号携带进行传播。调制过程在发信端,完成调制过程的装置叫调制器。

解调过程是调制的反过程,即把低频信号从高频载波上搬移下来的过程。解调过程在收信端,实现解调的装置叫解调器。

调制器和解调器必须由非线性元器件构成。

振幅调制就是用低频信号(调制信号)去控制高频载波信号的振幅,使载波的振幅随调制信号成正比例变化。经过振幅调制的高频载波称为振幅调制波(简称调幅波)。调幅波有普通调幅波(Amplitude Modulation, AM)、抑制载波的双边带调幅波(DSB/SC-AM)和抑制载波的单边带调幅波(SSB/SC-AM)三种。

数字通信是计算机技术和通信技术相结合的产物。数字调制与解调电路是数字通信系统必不可少的重要部件。数字信号对载波振幅调制称为振幅键控(Amplitude Shift Keying, ASK),对载波频率调制称为频移键控(Frequency Shift Keying, FSK),对载波相位调制称为相移键控,即相位键控(Phase Shift Keying, PSK)。振幅键控(ASK)、频移键控(FSK)和相移键控(PSK)是数字信号调制的基本类型,数字信号调制还有许多由基本调制类型改进或综合而获得的新型调制技术。

在实际应用中,线性调制技术和恒定包络(连续相位)调制技术是两类用得最多的数字调制方式。

线性调制技术主要包括 PSK、QPSK、DQPSK、OK-QPSK、 $\pi/4$ -DQPSK 和多电平 PSK 等。应该注意,此处所谓的“线性”,是指这类调制技术要求通信设备从频率变换到放大和发射的过程中保持充分的线性。显然,这种要求在制造移动设备中会增大制造难度和成本,但是这类调制方式可获得较高的频谱利用率。

恒定包络(连续相位)调制技术主要包括 MSK、GMSK、GFSK 和 TFM 等。这类调制技术的优点是已调信号具有相对窄的功率谱和对放大设备没有线性要求;不足之处是其频谱利用率通常低于线性调制技术。

QAM(振幅和相位联合调制)技术是一种获得迅速发展的数字调制技术。目前,4 电平、16 电平、64 电平以至 256 电平的 QAM 都已在通信系统中获得了成功应用。

提高频谱利用率始终是提高通信容量的重要措施,因此,在未来的通信系统中采用什么样的调制方式也始终是人们特别关注的研究热点。

1.1 振幅调制与解调电路基础

1.1.1 普通调幅波的调制与解调

1. 普通调幅波的调制

1) 调幅波的表达式和波形

设调制信号为单一频率的余弦波($\Omega=2\pi f_{\Omega}$), 有

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t = U_{\Omega m} \cos 2\pi f_{\Omega} t \quad (1.1.1)$$

载波信号为

$$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t = U_{cm} \cos 2\pi f_c t \quad (1.1.2)$$

由于实现振幅调制后载波频率保持不变, 调幅波的振幅和调制信号成正比, 因此已调波的表达式为

$$u_{AM} = U_{AM}(t) \cos \omega_c t = U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad (1.1.3)$$

为了简化分析, 设两者波形的初相角均为零。式(1.1.3)中, m_a 称为调幅系数或调幅度, 即

$$m_a = \frac{k_a U_{\Omega m}}{U_{cm}}$$

它表示载波振幅受调制信号控制的程度, k_a 为由调制电路决定的比例常数。

可见, 调幅波也是一个高频振荡, 而它的振幅变化规律(即包络变化)是与调制信号完全一致的。因此, 调幅波携带着原调制信号的信息。调幅波的波形如图 1.1.1 所示。

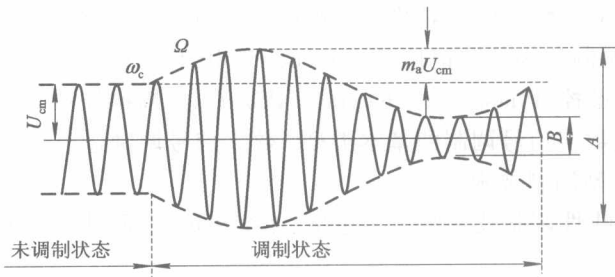


图 1.1.1 调幅波的波形

2) 调幅波的频谱

将式(1.1.3)展开, 得

$$u_{AM} = U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t \quad (1.1.4)$$

可见, 用单音频信号调制后的已调波由三个高频分量组成, 即除角频率为 ω_c 的载波以外, 还有 $(\omega_c + \Omega)$ 和 $(\omega_c - \Omega)$ 两个新角频率分量。其中一个比 ω_c 高, 称为上边频分量; 另一个比 ω_c 低, 称为下边频分量。载波频率分量的振幅仍为 U_{cm} , 而两个边频分量的振幅均为 $m_a U_{cm}/2$ 。因为 m_a 的最大值只能等于 1, 所以边频振幅的最大值不能超过 $U_{cm}/2$ 。将这三个频率分量用图表示, 便可得到图 1.1.2 所示的频谱图。在这个图上, 调幅波的每一个正弦分量用一个线段表示, 线段的长度代表其幅度, 线段在横轴上的位置代表其频率。

以上分析表明, 调幅的过程就是在频谱上将低频调制信号搬移到高频载波分量两侧的过程。显然, 在调幅波中, 载波并不含有任何有用信息, 要传送的信息只包含在边频分量中。由

图 1.1.2 可知, 在单音频调制时, 其调幅波的频带宽度为调制信号频谱的两倍, 即 $B=2f_{\Omega}$ 。

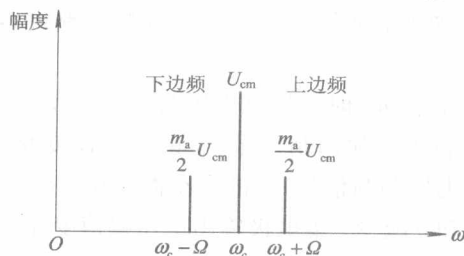


图 1.1.2 调幅波的频谱图

实际上调制信号不是单一频率的正弦波, 而是包含若干频率分量的复杂波形。在多频调制时, 如有若干个不同频率 Ω_1 、 Ω_2 、 \dots 、 Ω_k 的信号被调制, 其调幅波方程为

$$U(t) = U_{cm}(1 + m_{a1} \cos\Omega_1 t + m_{a2} \cos\Omega_2 t + \dots) \cos\omega_c t \quad (1.1.5)$$

相应地展开, 其调幅波含有一个载频分量及一系列的高低边频分量 $(\omega_c \pm \Omega_1)$ 、 $(\omega_c \pm \Omega_2)$ 、 \dots 、 $(\omega_c \pm \Omega_k)$ 等。

由此可见, 在多频调制时, 一个调幅波实际上是占有某一个频率范围, 这个范围称为频带。总的频带宽度为最高调制频率的两倍, 即 $B=2f_{\Omega_{max}}$ 。这是一个很重要的结论, 在接收和发送调幅波的通信设备中, 所有的选频网络不仅要能够通过载频, 而且还要能通过上、下边频成分。如果选频网络的通频带太窄, 则将导致调幅波的失真。

3) 普通调幅波的产生电路

在无线电发射机中, 按功率电平的高低分类, 振幅调制的方法可分为高电平调幅电路和低电平调幅电路两大类。高电平调幅电路是在发射机的最后一级直接进行调制, 产生达到输出功率要求的已调波; 低电平调幅电路多在发射机的前级进行调制, 产生小功率的已调波, 再经过线性功率放大器放大, 达到所需的发射功率电平。

高电平调幅电路是普通调幅波的常用产生电路, 其优点是不需要采用效率低的线性放大器, 有利于提高整机效率。但高电平调幅电路的设计必须兼顾输出功率、效率和调制线性的要求。低电平调幅电路的优点是调幅器的功率小、电路简单, 如采用模拟乘法器产生调幅波, 常用在双边带调制和低功率电平输出系统中。

高电平调幅电路是一个以调谐功率放大器为基础的、输出电压振幅受调制信号控制的调谐功率放大器。根据调制信号注入调谐功率放大器的不同方式, 振幅调制可分为基极调幅、发射极调幅和集电极调幅三种类型。

一个基于调谐功率放大器的高电平基极调幅电路如图 1.1.3 所示。

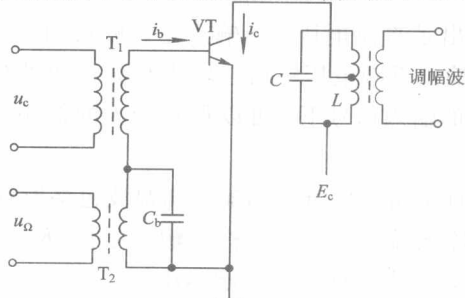


图 1.1.3 一个高电平基极调幅电路

如图 1.1.3 所示, 高频载波信号 u_c 通过高频变压器 T_1 加到晶体管基极, 低频调制信号 u_Ω 通过低频变压器 T_2 也加到晶体管基极, C_b 为高频旁路电容, 用来为载波信号 u_c 提供通路。

设图 1.1.3 电路无调制信号 u_Ω 时, 基极偏压为 E_b 。在调制过程中, 调制信号 u_Ω 加入, 综合偏压为 $E_b + u_\Omega$, 基极电压随调制信号 u_Ω 的变化而变化。放大器的集电极脉冲电流的最大值 i_{cmax} 和导通角 θ 也按调制信号 u_Ω 的大小而变化。在 u_Ω 的正半周期, i_{cmax} 和 θ 增大; 在 u_Ω 的负半周期, i_{cmax} 和 θ 减少。集电极输出电压幅值变化对应调制信号的波形变化。晶体管的集电极电流 i_c 波形和调谐回路输出的电压波形如图 1.1.4 所示。将集电极 LC 谐振回路调谐在载频 f_c 上, 即可在放大器的输出端获得调幅波输出。

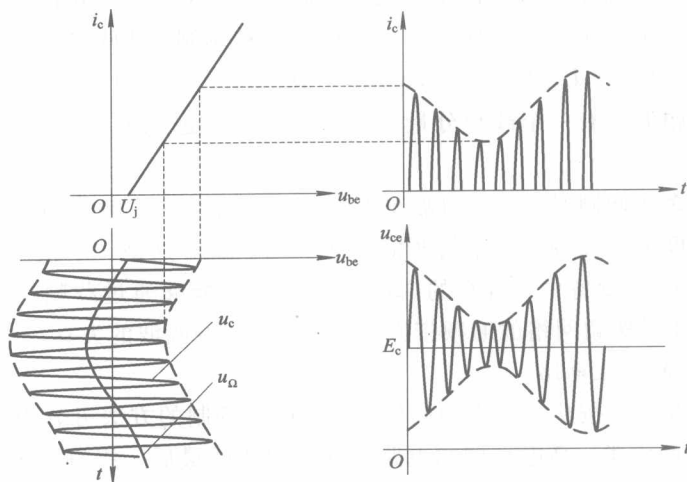


图 1.1.4 基极调幅波形图

2. 普通调幅波的解调

振幅调制的解调被称为检波, 其作用是从调幅波中不失真地检出调制信号。由于普通调幅波的包络反映了调制信号的变化规律, 因此常用非相干解调方法。非相干解调有小信号平方律检波和大信号包络检波两种方式。小信号平方律检波是指输入已调波的幅度在几十毫伏的数量级或更小。大信号包络检波的输入信号电压幅值一般在 500 mV 以上, 通常不需要考虑检波器的静态偏置。

1) 非相干解调检波器的质量要求

(1) 检波效率(电压传输系数)。检波器的输入波形 u_1 和输出波形 u_2 如图 1.1.5 所示。当输入为高频等幅波时, 输出是直流电压; 当输入是调幅波时, 输出是调制信号。对于调幅波, 检波效率(η_d)定义为输出低频电压幅值与输入高频调幅波包络幅值之比。检波器的检波效率越高, 说明在同样的输入信号下, 可以得到较大的低频信号输出。一般二极管检波器的检波效率总小于 1。

(2) 检波失真。检波失真是指输出电压和输入调幅波包络形状的相似程度。

(3) 输入阻抗。检波器输入端的等效阻抗称为输入阻抗(R_i), 此阻抗常常是前级中频放大器的负载阻抗。因此, R_i 越大对前级的影响越小。

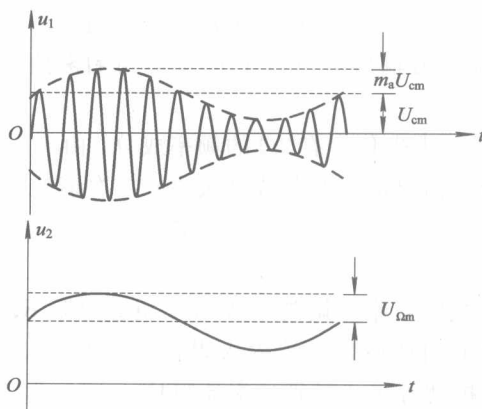


图 1.1.5 检波器的输入和输出波形

2) 小信号平方律检波电路

一个小信号平方律检波电路如图 1.1.6 所示。图中：VD 是检波二极管； R_2 是检波器的负载电阻(典型值是 $1.1 \sim 10 \text{ k}\Omega$)； C_2 是高频旁路电容(典型值是 $0.005 \sim 0.02 \mu\text{F}$)； C_1 是音频信号耦合电容(典型值是 $5 \sim 10 \mu\text{F}$)； R_1 是偏置电阻，用来调节二极管的静态工作点 Q。静态偏流一般为 $20 \mu\text{A}$ ，静态工作点 Q 处在二极管特性的弯曲(非线性)部分。小信号平方律检波电路适合小信号检波。小信号检波是指输入已调波的幅度在几十毫伏的数量级或更小。

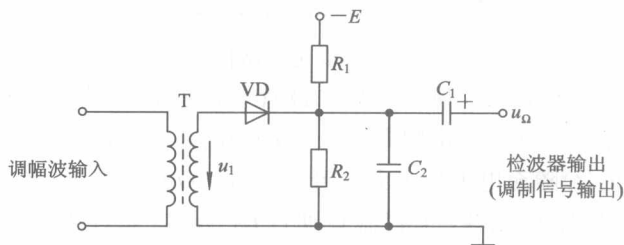


图 1.1.6 一个小信号平方律检波电路

调幅波通过变压器 T 输入到检波电路。设输入的是单音频正弦调制的调幅波，即

$$u_{\text{AM}}(t) = U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad (1.1.6)$$

检波二极管的输入电压为

$$u = u_{\text{AM}}(t) + E = [U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t] + E \quad (1.1.7)$$

根据检波二极管特性曲线，在静态工作点 Q 的幂级数展开式为

$$i = a_0 + a_1(u - E) + a_2(u - E)^2 + \dots \quad (1.1.8)$$

将式(1.1.7)代入式(1.1.8)，取前两项，得

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + a_2 U_{\text{cm}}^2 (1 + m_a \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_c t \\ &= a_0 + \frac{a_2}{2} \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) U_{\text{cm}}^2 + a_2 U_{\text{cm}}^2 m_a \cos \Omega t \\ &\quad + \frac{1}{4} a_2 U_{\text{cm}}^2 m_a^2 \cos 2\Omega t + a_1 U_{\text{cm}} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &\quad + \frac{a_2 U_{\text{cm}}^2}{2} \left(1 + \frac{m_a^2}{2} + 2m_a \cos \Omega t + \frac{m_a^2}{2} \cos 2\Omega t\right) \cos 2\omega_c t \end{aligned} \quad (1.1.9)$$

由式(1.1.9)可知,式中包含 $a_2 U_{cm}^2 m_a \cos \Omega t$ 信号成分,滤除其他频率成分,可以得到所需要的解调信号(即调制信号输出)。由于它的幅值与输入信号幅值的平方成正比,故称其为平方律检波。

应注意的是,式(1.1.9)中也包含有 2Ω 的频率成分,由于 2Ω 成分与基频 Ω 成分相近,如果不滤除干净,就会造成输出信号的非线性失真。二次谐波与基波之比称为二次谐波失真系数。调制系数 m_a 越大,失真越严重。一般情况下 $m_a = 30\%$,则二次谐波失真系数为 7.5% 。

小信号平方律检波的检波效率与调制系数 m_a 、负载电阻 R_L 、 C_2 等参数有关。

检波器的输入阻抗是其对载波频率的输入阻抗,由于 C_2 对载频旁路,二极管总是处于导通状态,因此输入阻抗就等于二极管的交流阻抗 r_D , r_D 为几百欧姆到一千欧姆。小信号平方律检波输入阻抗低,非线性失真严重,不适合在要求检波质量高的设备中使用。

3) 大信号包络检波电路

一个简化的大信号包络检波电路如图 1.1.7 所示。在大信号检波状态,输入信号电压幅值一般在 500 mV 以上,可以不考虑检波器的静态偏置状态。

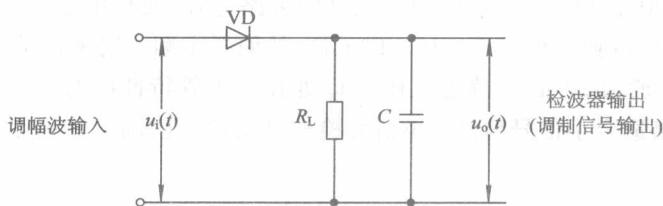


图 1.1.7 大信号包络检波电路

大信号检波过程如图 1.1.8 所示,与二极管整流电路的整流过程相同。当输入信号 $u_i(t)$ 为正并超过电容器 C 和负载电阻 R_L 上的 $u_o(t)$ 时,二极管导通,信号通过二极管向电容器 C 充电,此时 $u_o(t)$ 随充电电压上升而升高。当 $u_i(t)$ 下降且小于 $u_o(t)$ 时,二极管反向截止,此时停止向电容器 C 充电,电容器 C 通过 R_L 放电, $u_o(t)$ 随放电而下降。

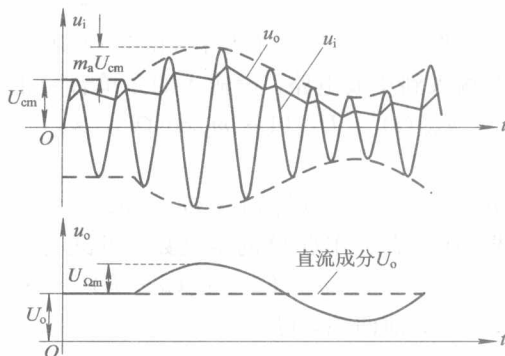


图 1.1.8 大信号检波过程

充电时,二极管的正向电阻 r_D 较小,充电较快, $u_o(t)$ 以接近 $u_i(t)$ 上升的速率升高。通常 $R_L = 5 \sim 10\text{ k}\Omega$,比 r_D 大得多。放电时,放电速度比充电速度慢,使 $u_o(t)$ 的波动小,并保证基本上接近于 $u_i(t)$ 的幅值。

若输入信号 $u_i(t)$ 是一个高频等幅波,则 $u_o(t)$ 是大小为 U_o 的直流电压(忽略了少量

的高频成分), 类似一个带有滤波电容的整流电路。

当输入信号 $u_i(t)$ 为调幅波时, 检波器输出电压 $u_o(t)$ 随着调幅波的包络线的变化而变化, 从而获得调制信号, 完成检波。由于输出电压 $u_o(t)$ 的大小与输入电压的峰值近似相等, 故把这种检波器称为峰值包络检波器。

1.1.2 抑制载波双边带调幅的调制与解调

1. 抑制载波双边带调幅的调制

在调幅波中, 载波并不含有任何有用信息, 要传送的信息只包含在边频分量中。因此, 为了节省发射功率, 可以只发射含有信息的上、下两个边带, 而不发射载波, 这种调制方式称为抑制载波双边带调幅, 简称双边带调幅, 用英文缩略词 DSB/SC-AM 表示。可将调制信号 u_Ω 和载波信号 u_c 直接加到乘法器或平衡调幅器电路中得到双边带调幅信号 u_{DSB} 。实现双边带调幅的数学模型如图 1.1.9 所示。

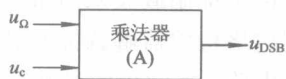


图 1.1.9 实现双边带调幅的数学模型

双边带调幅信号 u_{DSB} 可写为

$$\begin{aligned} u_{\text{DSB}} &= Au_\Omega u_c = AU_{\Omega m} \cos \Omega t \cdot U_{cm} \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} AU_{\Omega m} U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned} \quad (1.1.10)$$

式(1.1.10)中, A 为由调幅电路决定的系数; $AU_{\Omega m} U_{cm} \cos \Omega t$ 是双边带高频信号的振幅, 它与调制信号成正比。高频信号的振幅按调制信号的规律变化, 但不是 U_{cm} 的基础上, 而是在零值的基础上变化, 可正可负。DSB/SC-AM 的包络不再反映调制信号的形状, 仍保持调幅波频谱搬移的特征。在调制信号的正、负半周, 当调制信号从正半周进入负半周的一瞬间(即调幅包络线过零点时), 载波的相位反相, 即高频振荡的相位在 $f(t)=0$ 瞬间有 180° 的突变。

双边带调幅的调制信号和调幅波如图 1.1.10 所示。图 1.1.11 为 DSB/SC-AM 频谱图。由图 1.1.11 可见, 采用 DSB/SC-AM 调制, 信号仍集中在载频外附近, 所占频带为 $B_{\text{DSB}} = 2f_{\Omega \text{max}}$ 。DSB/SC-AM 调制在频带利用率上没有什么改进。

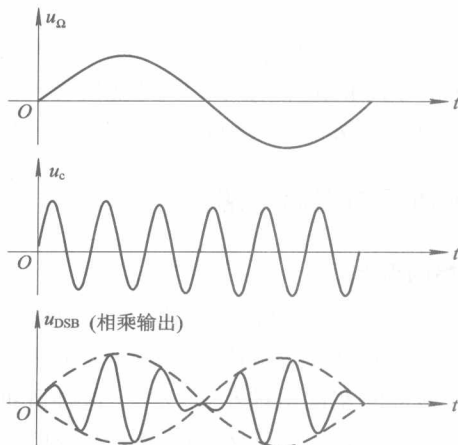


图 1.1.10 双边带调幅的调制信号和调幅波

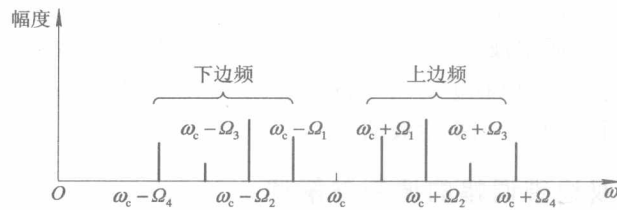


图 1.1.11 DSB/SC-AM 频谱图

2. 抑制载波双边带调幅的解调

由于抑制载波双边带(DSB)调幅波的包络并不反映调制信号的变化规律,因此,不能采用包络检波器解调抑制载波的双边带(DSB)调幅波。抑制载波调幅的解调必须采用同步检波电路,最常用的是乘积型同步检波电路。

乘积型同步检波器要求接收端必须提供一个本地载波信号 $u_r(t)$, 而且要求它是与发送端的载波信号同频、同相的同步信号。利用这个外加的本地载波信号 $u_r(t)$ 与接收端输入的调幅信号 $u_i(t)$ 两者相乘, 可以产生原调制信号分量和其他谐波组合分量, 经低通滤波器后, 就可解调出原调制信号。

设输入的 DSB 信号及同步信号分别为

$$u_i(t) = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t \quad (1.1.11)$$

$$u_r(t) = U_{rm} \cos \omega_c t \quad (1.1.12)$$

两信号通过乘法器相乘, 则乘法器的输出电压为

$$\begin{aligned} u_o(t) &= A u_i(t) u_r(t) \\ &= \frac{1}{2} A U_{im} U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2} A U_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t \end{aligned} \quad (1.1.13)$$

显然, 式(1.1.13)右边第一项是所需要的调制信号, 而第二项为高频分量, 它可采用低通滤波器滤除。经低通滤波器滤除高频分量, 即可获得低频调制信号 u_Ω 的输出。

乘积型检波器中的乘法器可利用非线性器件来实现, 也可以直接用集成模拟乘法器来实现。

应注意的是, 当同步信号与发送端载波信号的相位相同而频率不等时, 检波输出将产生明显的频率失真; 当频率相等而相位不同时, 检波输出将产生相位失真。因此, 要求同步信号与发送端载波信号必须严格保持同频同相, 否则就会引起解调失真。

1.1.3 抑制载波单边带调幅的调制与解调

1. 抑制载波单边带调幅的调制

由图 1.1.11 可知, 双边带调幅的上边带和下边带都含有调制信号的全部信息。从传输信息的观点看, 可以把其中的一个边带抑制掉, 只保留一个边带(上边带或下边带)。这不仅可以节省发射功率, 而且频带的宽度也缩小了一半。这种既抑制载波又只传送一个边带的调制方式称为抑制载波单边带调幅, 用英文缩略词 SSB/SC-AM 表示。

实现抑制载波的单边带调幅的方法很多, 其中最简单的方法是在双边带调制器后面接一个边带滤波器, 利用边带滤波器取出一个边带, 抑制掉另一个边带。边带滤波器必须对