

第二章 WCDMA 信号特点和 PA 非线性特性分析

本章将在提出新的基于一维复增益 LUT 两段式数字预失真方法之前，对 WCDMA 信号的特点和 PA 的非线性特性，以及 PA 非线性特性对于 WCDMA 信号的影响等理论问题进行研究。

2.1 WCDMA 物理信道下行链路发送结构

WCDMA 在 5MHz 带宽内使用 3.84Mcps 的码片速率直接扩频。包含以下特点：1) 由于其带宽比较宽，因而由多径效应引起的信号衰落较小；2) 上下行链路发射时分复用导频信号，可以实现相干解调，能大幅度提高链路容量；3) 下行链路发送用户专用导频信号，使下行链路使用自适应天线成为可能；4) WCDMA 采用快速功率控制技术，使发射机的发射功率总是处于最小的水平，从而减小多址干扰。这些技术都提高了系统容量。WCDMA 方案中包含频分双工 (Frequency Division Duplex, FDD) 和时分双工 (Time Division Duplex, TDD) 两种方式，本论文讨论的是 FDD 工作方式。

WCDMA 信道可分为专用信道和公共信道两大类，专用信道包括业务信道、独立专用控制信道、辅助专用控制信道；公共信道包括广播控制信道、前向接入信道、寻呼信道、随机接入信道。这些信道通过不同的方式映射到相应的物理信道。下行链路物理信道包括专用物理信道 (DPCH) 和基本公共控制物理信道 (Primary CCPCH) 和辅助公共控制物理信道 (Secondary CCPCH) 组成。下行链路的专用物理信道 (DPCH) 是专用物理数据信道 (DPDCH) 和专用物理控制信道 (DPCCH) 的时分复用。第二层及高层的数据 (DATA) 与第一层的控制信息 (TPC, TFI, Pilot) 通过时分复用到同一条信道上。

其帧结构如图 2-1所示。其中，Pilot 导频信号，用于信道估计，TPC 为功率控制信号，TFI 传送格式指示比特。

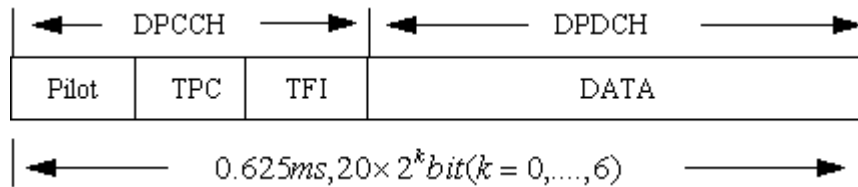


图2-1 下行链路 DPCH 时隙结构

Fig.2-1 Downlink DPCH

下行链路 DPCH 一帧是由 16 个 0.625ms 的时隙组成的，帧长为 10ms。72 个连续的帧组成一个超帧。如图 2-2所示,每个时隙符号速率为 20×2^k ($K=0\sim6$)，相应地, $SF=512/2^k$ 。即为 512~4。最大传输码率($SF=4$) $1/0.625 \times 1000 \times 20 \times 2^6 = 2048\text{Kbps}$ 。

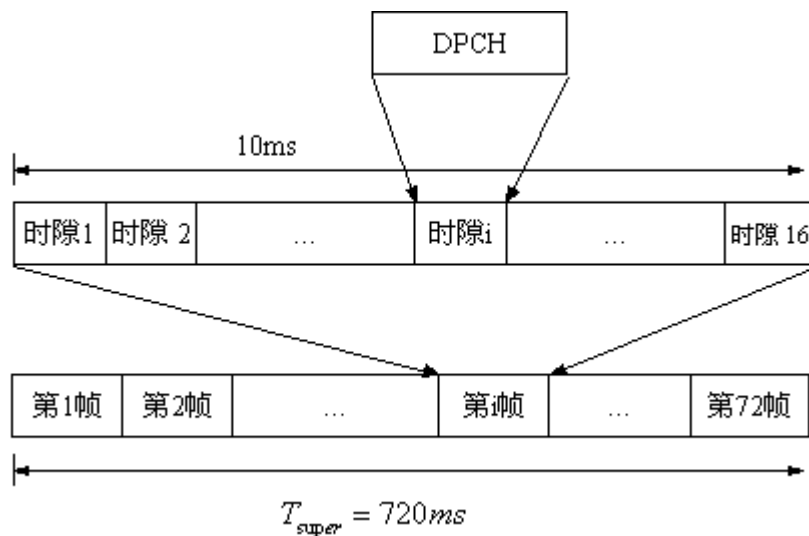


图2-2 下行 DPCH 超帧

Fig.2-2 Downlink DPCH

基本公共控制物理信道 (Primary CPCH) 和辅助公共控制物理信道 (Secondary CPCH) 构成了公共物理信道。用于移动台的初始小区搜索、越区搜索和切换、

向移动台传送广播消息或对某个移动台的寻呼消息。基本公共控制物理信道，公共传输信道中的 DCCH (32kbit/s) 映射到此物理信道，用于承载广播控制信道的功能；辅助公共控制物理信道中映射了公共传输信道 PCH 和 FACH；同步信道 SCH，包含有两个子信道——Primary SCH 和 Secondary SCH，用于移动台的初始搜索、越区搜索和切换。下行专用物理信道每时隙按顺序发送导频符号、功率控制比特、速率指示和数据。下行链路发送的结构如图 2-3 所示，DPDCH 和 DPCCH 在发送时首先经过控制信息和数据的时分复用，然后进行串/并转换，产生 I、Q 两种信号。使用信道化码正交可变扩频因子 (OVSF) 和基于 Gold 码的长扰码和短扰码 (scramble) 对两种信号分别进行扩频和加扰，经成型滤波器后，上射频发送。其中 WCDMA 存在信道编码和扰码两种，WCDMA 的扩频码速率为 3.84Mcps，对于不同速率的数据和信道，采用不同长度 SF 的 OVSF 码，其中，下行 SF=4~512，对应的符号速率为 960Ksps 到 15Ksps。信道化码定义为 $C_{ch,SF,K}$ ，SF 是码的扩频因子，k 是码的序号 $0 \leq k \leq SF-1$ 。扰码 (scrambling code) 序列具有伪随机性对于上行物理信道可用的扰码分为长扰码和短扰码，在 WCDMA 中主要区分下行不同的扇区以及上行信道 UE 用户。编码类型用 GOLD CODE 的互相关特性 (PN 码)。

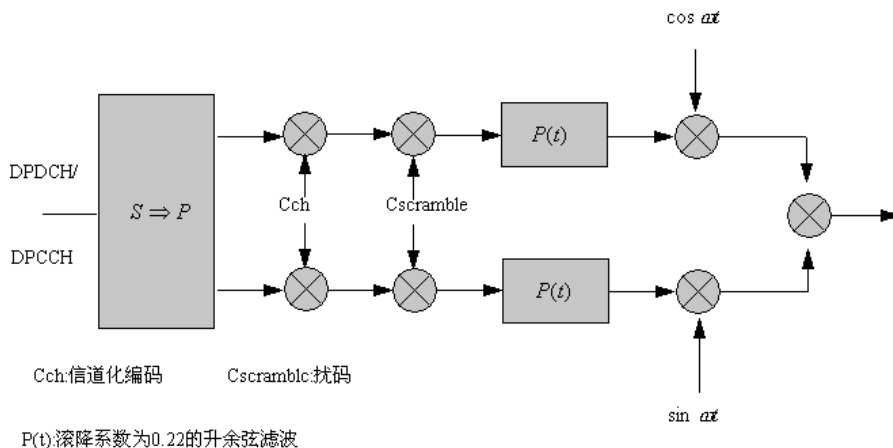


图2-3 下行链路 DPDCH 和 DPCCH 扩频和调制

Fig.2-3 Downlink DPDCH and DPCCH

2.2 WCDMA 下行信号的特点

2.2.1 QPSK 调制

WCDMA 下行信号采用 QPSK 的调制方式，用了 I/Q 两个通道处理，使用标准正交基函数对信号进行分解，即串并转换^[8]。假定输入的二进制信号序列为 $\{a_n\}$ ， $a_n = +1$ 或者 -1 ，以 $1/T_b$ 的速率进入调制器的输入端，通过串并变换分成正交两路，即 $a_I(t)$ 、 $a_Q(t)$ ，经 QPSK 调制的信号为：

$$S(t) = a_I(t) \cos \omega_c t - a_Q(t) \sin \omega_c t = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (2-1)$$

式中， $A = \sqrt{a_I^2 + a_Q^2}$ ， $\varphi(t) = \arctan a_Q(t) / a_I(t)$ 。

如图 2-4 表示 $a_n(t)$ 、 $a_I(t)$ 、 $a_Q(t)$ 的分组情况。

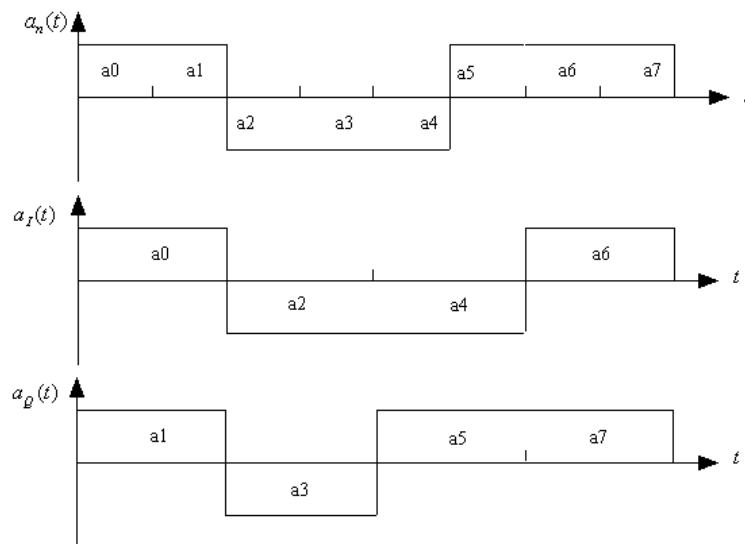


图2-4 $a_n(t)$ 与 $a_I(t)$ 、 $a_Q(t)$ 的分组情况

Fig.2-4 Series Data to parallel Data $a_n(t)$, $a_I(t)$, $a_Q(t)$

在 QPSK 调制中， $a_I(t)$ 和 $a_Q(t)$ 比特流的排列一致，所以载波相位只能在 $2T_b$

时刻变化一次。在任何 $2T_b$ 载波间隙中相位是图 2-4 中的 4 个相位中的任意一个，它取决于 $a_I(t)$ 和 $a_Q(t)$ 。在下一个 $2T_b$ 间隙，如果 2 个比特流都没有改变信息，则载波相位不变。如果 $a_I(t)$ 和 $a_Q(t)$ 中一个改变了信息，则载波相位变化 90° 。如果 2 个比特流都改变信息，则载波相位变化 180° ，此时经过带限通道后的包络起伏很大。如图 2-5 所示。

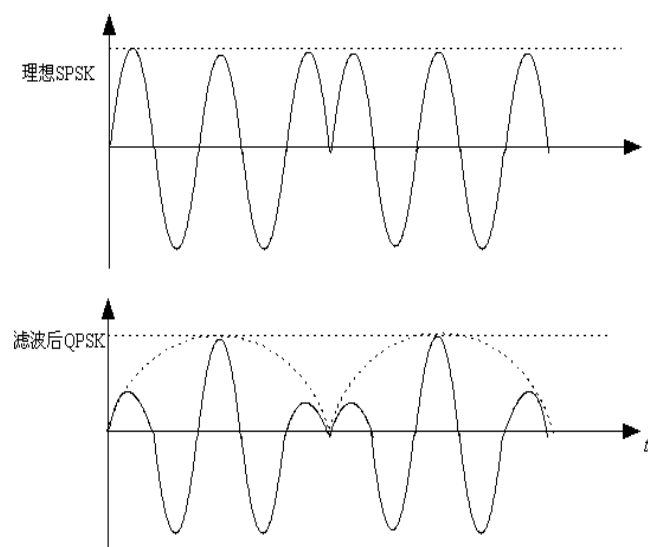


图2-5 QPSK 带限前后波形

Fig.2-5 QPSK sharp after filter

由以上分析可以得出，由于存在 180° 的载波相位变化，带限后的信号失去了恒定包络的性质，要求射频放大器有很好的线性。否则，任何一种过零点的硬限幅或者非线性放大，都将由于信号在低电压时的失真而在传输过程中带来已经被滤除的旁瓣再生，必须使用效率较低的线性放大器进行功率放大。频带扩张和信号完整性损伤是 WCDMA 基站设计必须重点考虑的问题。

2.2.2 WCDMA 的峰值平均功率比

峰值对平均功率比 PAR，这一指标是一个统计指标，它和系统中的用户数载

波数都有关系。在多载波 WCDMA 基站中，当多个独立的频率合成以后，会出现振幅因素升高。振幅因素的升高对于射频功率放大器至关重要。WCDMA 和多载波 WCDMA 的出现导致携带信息的波形所展示的振幅因素通常超过 10dB。在 3G 系统的要求中定义了几种不同的测试模式。第一种测试模式 TM1，构造了 64 个用户，使用 4 个载波。以 TM1 这种测试环境为例，可以得出一个典型多用户系统的 PAR 值，由于每一个用户发送的数据都是相互独立，导致合成的波形具有很大的振幅因子。假定有 N 个独立用户发送相同的功率，则合成信号的峰值功率将达到 N^2 倍单独用户的功率，但是，合成信号的平均功率是 N 倍单独用户的幅度，在这种最坏的情况下，所有信号的相位相同。换句话说，发射信号的峰值功率是平均功率的 N 倍，信号最大 PAR 的分贝值就可以由公式 (2-1) 得出：

$$10 * \log_{10}(N) \quad (2-1)$$

在参考资料[10]中，在 CCDF 为 10^{-5} 下，4 个相同功率的载波，每个载波 64 个相同的 DPCH 和 4 个控制信道得出了 $PAR = 10 * \log_{10}(4 * 68)$ 达到 24.3dB。

表2-1 TM1 测试模式 4 载波 64 个激活的用户

Carrier	Active Channels	OVSF Codes	Scrambling Codes	Power Levels of all channels	Time Offset/fraction of a time slot duration
1	TM1	TM1	0	TM1	0
2	TM1	TM1	1	TM1	1/5
3	TM1	TM1	2	TM1	2/5
4	TM1	TM1	3	TM1	3/5

信号幅度发生变化的原因：每个信道在调制前都有一个 β 系数对它进行功率大小控制。

如图 2-6 所示。c 是 DPCCH 的系数，d 是所有 DPDCH 的系数。这个系数从 0 至 1 之间取 16 个区段的值，如表 2-2 所示。即每个信道的发射功率是以一个标准功率

值乘以 β 系数后得到的功率值进行发射的。

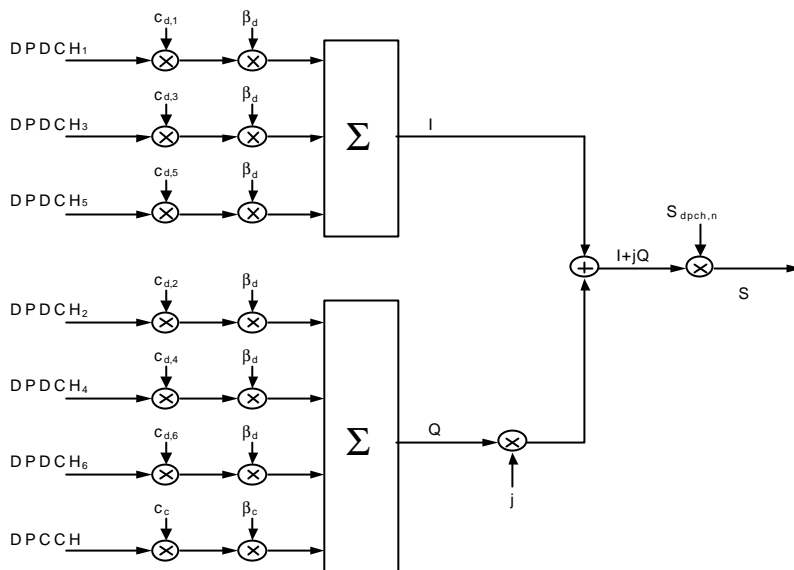


图2-6 多信道复合

Fig.2-6 WCDMA multi-channel mux

表2-2 β 系数分布表

Signalling values for β_c and β_d	Quantized amplitude ratios β_c and β_d
15	1.0
14	14/15
...
4	4/15
3	3/15
2	2/15
1	1/15
0	Switch off

在最坏的情况下，假设所有的信道都采用同样的功率因子，4 个信道的数据合成以后的星座图如图 2-7所示，可以看到，I/Q 的幅度都发生了很大变化，在信号处于同相时，合成波形的幅度最大，如图 2-7所示^[10]。

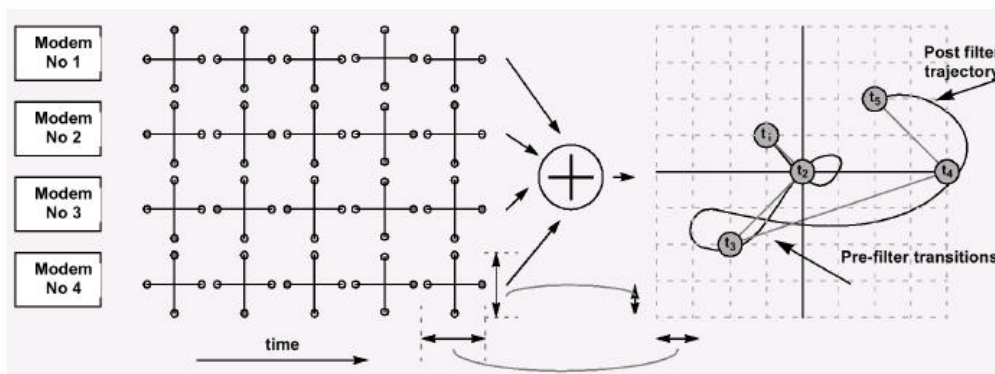


图2-7 多载波合成波形因数

Fig.2-7 multi-carrier signal CF

当信号通过带限通道后，波形发生了畸变，WCDMA 使用 $\beta = 0.22$ 的根升余弦滚降滤波器，又会使 PAR 增加 1 到 2 个 dB^[10]。

2.2.3 WCDMA 的发射机规范要求

3GPP 标准中规范了多载波基站发射机外部指标^[13]。基站下行的频率范围：2 110 MHz to 2170 MHz。基本标称带宽 5MHz，可以以 200KHz 为步长，根据需要在 4.4~5.2MHz 之间调整，基本带宽可以扩展至 10/20Mhz。扩频码率 3.84Mcps，帧长 10ms，每帧包括 16 个时隙，每个时隙 0.625ms，代表一个功率控制周期。

3GPP 对发射机规范提出了要求。其中，误差矢量幅度 (EVM) 可用于灵敏的指示此类误差的出现和严重性。误差向量(包括幅度和相位的矢量)是在一个给定时刻理想无误差基准信号与实际发射信号的向量差。因为在每个符号变化时它也在不断地变化，这个参数(EVM)定义为误差向量在一段时间内的 RMS 值。EVM 对于 WCDMA 发射机性能也是十分重要的，因为它表示了发射信号的调制质量。大的 EVM 值将导致糟糕的检测精度，从而降低收发机的性能。峰值码域误差 (Peak Code Domain Error, PCDE) 是用来计算多载波 WCDMA 信号邻道之间的交调的。ACLR 度量了干扰或者说是相邻频率信道功率的大小，通常定义为相邻频道(或偏移)内平均功率与发射信号频道内的平均功率之比，ACLR 描述了由于发射机硬件非线性造成的失真大小。ACLR 对于 WCDMA 发射机来说是至关重要的，因为 WCDMA 调制在调制载波中产生紧密相邻的频谱成分。这些成分的互调制导致中心载波两侧频谱的再生，发射机的非线性将使这些频谱再生成分进入相邻信道。具体指标如表 2-3 所示。

表2-3 3GPP 外部特性要求

3GPP Requirements	Limits
EVM	17.5%
PCDE	-33dB
ACLR1	45dB
ACLR2	50dB

2.2.4 WCDMA 发射机总体框图

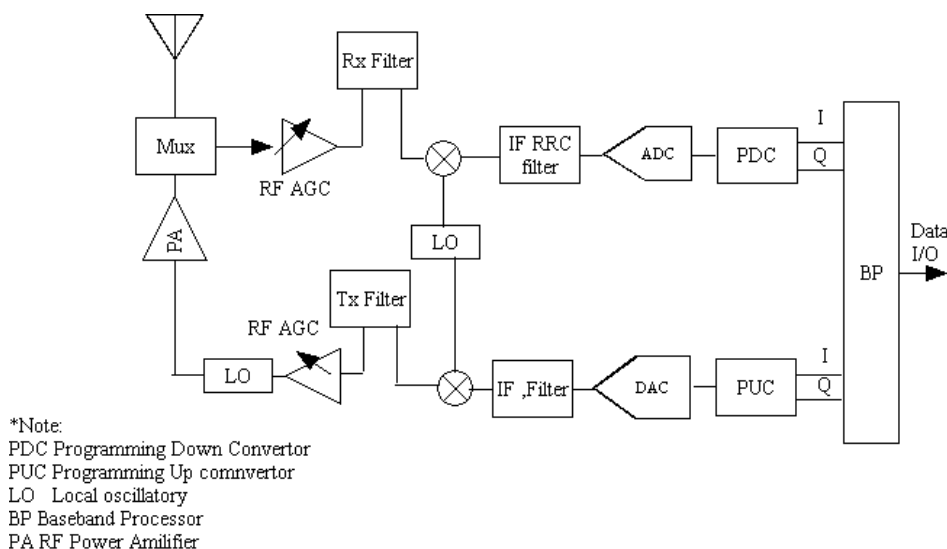


图2-8 WCDMA 射频和中频原理框图

Fig.2-8 WCDMA IF & RF

如图 2-8给出了 WCDMA 射频和中频部分的原理框图，射频部分是传统的模拟结构，信号在这里转化为中频信号。射频下行通道部分主要包括自动增益控制 RF AGC、接 Rx 滤波器和下变频器。射频的上行通道部分主要包括自动增益控制 RF AGC、二次上变频、宽带线性功放和射频发射滤波器。中频部分主要包括下行的去混迭滤波器、下变频器 ADC 和上行的中频和平滑滤波器。上变频器和 DAC 对于 WCDMA 的数字下变频器而言，由于其输出的基带信号的带宽已经大于中频信号的 10% ，故与一般的 GSM 信号和第一代信号不同称为宽带信号。

2.3 功率放大器理论

对于一个 Class A 类的功率放大器，其非线性特性可以由输入输出功率的多项式表示。其精度可以由多项式的阶数来决定，在理想的状态下，一个无限序列的多项式可以逼近任何一种功率放大器的非线性特性。

2.3.1 A 类放大器的多项式模型

一个 A 类放大器，可以由一个输入输出功率序列的多项式 (2-2) 来描述：

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n x^n(t) = c_0 + c_1 x(t) + c_2 x^2(t) + c_3 x^3(t) + \dots, \quad (2-2)$$

$x(t)$ 表示一个时域的输入信号， $y(t)$ 表示时域的输出信号。系数 c_0 代表直流偏置，系数 c_1 代表线性部分，系数 $c_i, i \neq 0, 1$ 代表 i 阶非线性系数。对于一个理想的线性放大器， $c_1 \neq 0$ ， $c_i = 0, i \neq 1$ ，对于一个非线性功率放大器， $c_0 \neq 0$ ， $c_i \neq 0, i \neq 0, 1$ 。一个实际的功率放大器功率曲线可如图 2-9 所示。

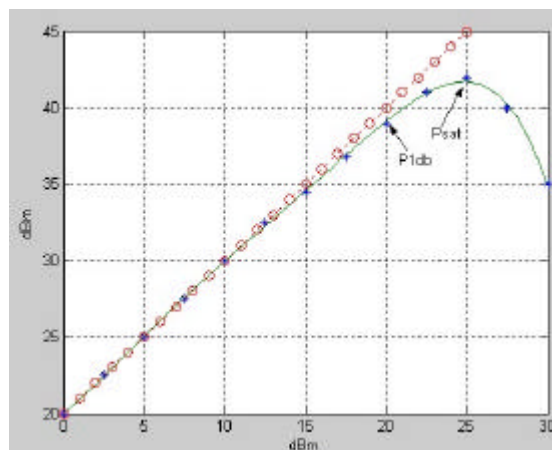


图2-9 多项式仿真 PA 输入输出功率曲线

Fig.2-9 Simulator PA AM-AM by polynomial

$$P_{out} = 20.7861 + 0.3893 P_{in} + 0.0743 P_{in}^2 - 0.0023 P_{in}^3 \quad (2-3)$$

可以看出，理想的线性曲线可以由公式 (2-4) 表示。

$$P_{out} = P_{in} + 20dBm \quad (2-4)$$

如果将一个放大器简化为公式 (2-5)：

$$y(t) = c_1x(t) + c_3x^3(t), \quad c_1 = 10, \quad c_3 = -3, \quad (2-5)$$

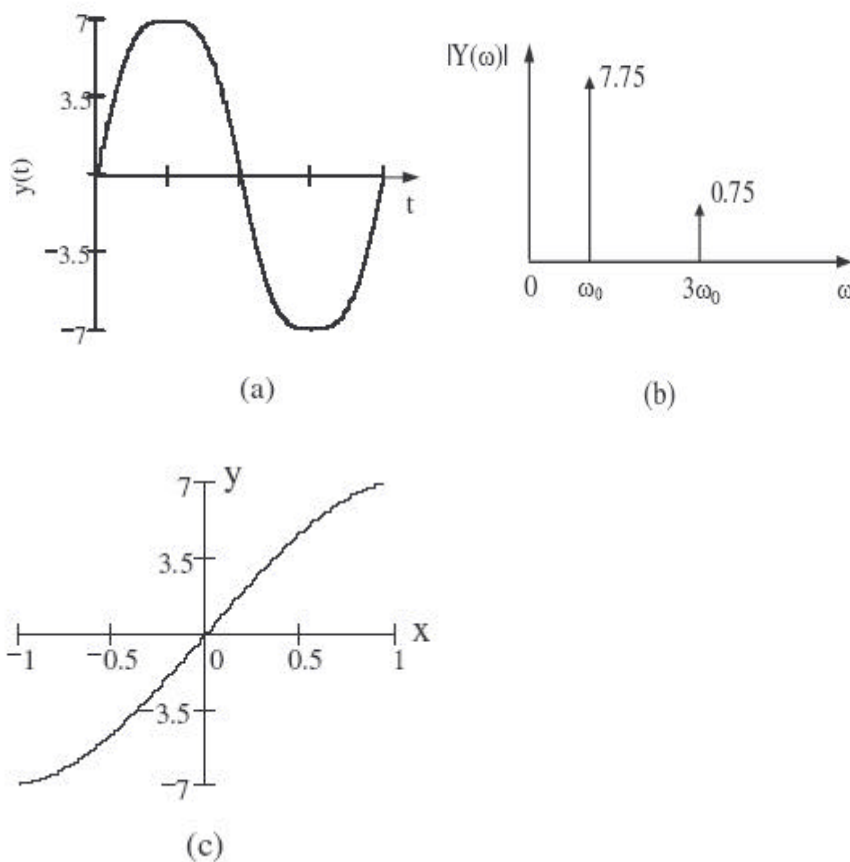


图2-10 非线性放大器对信号的频谱扩张

Fig.2-10 Nonlinear PA spectral analyze

当输入信号为 $x(t) = A \sin(\omega_0 t)$ ， $A=1$ ，输出信号 $y(t)$ 由图 2-10 (a) 所示。输出的频谱 $Y(\omega)$ 由图 2-10 (b) 所示，可以看出，由于放大器存在 $c_3 = -3$ 三阶分量，输出产生了 $3\omega_0$ 频率，幅度为 $|c_3 A^3 / 4| = 0.75$ ，基频 ω_0 的幅度为

$|c_1 A + 3c_3 A^3 / 4| = 7.75$ ，由此看来，由于放大器非线性特性的存在，产生了频谱扩张。频谱分量的系数有表 2-4 表示^[19]。

表2-4 频谱分量系数

DC term	$\frac{1}{2}c_2 A^2$
First order term at fundamental frequency	$c_1 A + \frac{3}{4}c_3 A^3$
Second order term at second harmonic	$\frac{1}{2}C_2 A^2$
Third order term at third harmonic	$\frac{1}{4}c_3 A^3$

2.3.2 非线性特性对 WCDMA 信号的影响

WCDMA 信号具有高的波形因数和对非线性功率放大器敏感的特性，下面将研究通过非线性放大器将产生的后果。

1) 互调失真

在对放大器常用的双音测试时，输入信号为两个等幅的正弦信号，

$$x(t) = A_1 \cos(\mathbf{w}_1 t) + A_2 \cos(\mathbf{w}_2 t), A_1 = A_2 \quad (2-6)$$

如果一个放大器可以由公式 (2-7) 表示：

$$y(t) = c_1 x(t) + c_2 x^2(t) + c_3 x^3(t) \quad (2-7)$$

输出就可以表示为公式 (2-8)：

$$y(t) = c_1 (A_1 \cos(\mathbf{w}_1 t) + A_2 \cos(\mathbf{w}_2 t)) + c_2 (A_1 \cos(\mathbf{w}_1 t) + A_2 \cos(\mathbf{w}_2 t))^2 + c_3 (A_1 \cos(\mathbf{w}_1 t) + A_2 \cos(\mathbf{w}_2 t))^3 \quad (2-8)$$

由公式 (2-8) 得出，在输出的频谱分量里，存在 $\mathbf{w} = m\mathbf{w}_1 \pm n\mathbf{w}_2$ 分量，m, n 均为正整数，互调失真是由放大器特性曲线的高阶系数产生，如 $x^2(t), x^3(t), \dots, x^n(t)$ 。

其中 3 阶互调失真在其中对互调失真产生主要作用。由此可以看出，WCDMA 信号，特别是多载波 WCDMA 下行信号，由于还有很多的频谱分量，因此，通过非线性放大器，会受到互调失真的影响。如图 2-11 所示。

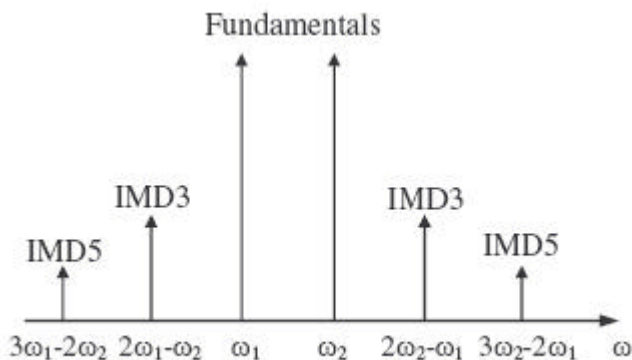


图2-11 双音频信号通过非线性放大其产生的互调频谱分量

Fig.2-11 Two tone signal in nonlinear PA spectral analyze

2) 交调失真 Cross modulation

交调失真是一种信号经过某种调制后通过非线性放大器时产生的。假设一个调幅信号，由公式 (2-9) 表示一个幅度为 A_2 载波为 ω_2 的调幅信号合并一个幅度为 A_1 正弦信号 ω_1 ， m 为调制系数 $0 \leq m \leq 1$ ，当这样的信号通过一个由公式(2-7)表示非线性放大器后，输出信号将受到 $A_2(1 + m \cos(\omega_m t))$ 的影响，如果将 ω_1 称为基频，则输出含有基频的分量 $y_1(t)$ 由公式(2-10)表示。

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 (1 + m \cos(\omega_m t)) \cos(\omega_2 t) \tag{2-9}$$

$$y_1(t) = (c_1 A_1 + \frac{3}{4} c_3 A_1^3 + \frac{3}{2} c_3 A_1 A_2^2 (1 + m \cos(\omega_m t))^2) \cos(\omega_1 t) \tag{2-10}$$

由此可以看出，原来没有受到任何调制信号 ω_1 现在也受到分量 $(1 + m \cos(\omega_m t))^2$ 的影响，会产生一个新的调幅信号 $3c_3 A_1 A_2^2 m \cos(\omega_m t) \cos(\omega_1 t)$ 。在多载波调制时交调失真的影响比较严重，在资料[11]中，小信号失真对于交调失真

的影响比较大。

2.3.3 功率回退的概念

随着射频功率放大器的输入信号逐渐增大，其输出也会逐渐达到最大值直至饱和。度量达到平均输入功率值和达到输出饱和的输入功率值的分贝差值称为功率回退 backoff。输入 backoff 值定义为公式 (2-11)：

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{insat}}{P_{in}}, \quad (2-11)$$

当输入信号的 PAR 值高时，为了保证 EVM，必须提高 backup 值。backup 值是由功率放大器的特性决定的。

2.3.4 A 类放大器的效率

功率放大器可以分为几类，不同类型的放大器表现不同的效率和线性度。众所周知，A 类放大器的线性度是最好的，但是这是以牺牲效率为代价的。放大器的效率 η 定义为公式 (2-12)：

$$\eta = \frac{\text{loadpower}(P_L)}{\text{sup lypower}(P_S)} \quad (2-12)$$

在 A 类放大器中的晶体管总是偏置到最佳的线性度，理论上，最大效率可以达到 25%，但是在实际中，由于饱和点的存在，通常效率可以达到 10%~20% 之间。

表2-5 常用功率放大器的效率和线性度

Class	Efficiency	Linearity
Class A	25% maximum	Best
Class B	78.5% maximum	Crossover distortion
Class AB	<78.5%	less crossover distortion than Class B
Class C	>78.5%	Poor

由于 QPSK 调制对线性失真的敏感性，WCDMA 下行信号只能采用 A 类放大器，因此，如何提高 WCDMA 基站的整体电源利用效率，是基站设计的难点之一。

2.3.5 A 类功率放大器的指标描述

1) IP3 指标

由于互调失真的存在，在实际无线系统中，3 阶互调失真互调失真的主要影响因素，如图 2-12所示。3 阶截止点 IP3 可以用来表征功率放大器的非线性特性的参数，定义为线性基频功率输出和 3 阶互调输出功率相同的点。在实际使用中，由于 3 阶互调输出功率值一定比线性基频功率输出值小，但是在通常情况下，仍然使用这个值来描述放大器的非线性特性。Pin、Pout、IIP3、OIP3、G 等指标之间的关系如图 2-13所示。Pin 是信号输入功率，Pout 是信号输出功率，G 是放大器功率增益，IIP3 是三阶截点对应的输入功率，OIP3 是三阶截点对应的输出功率。

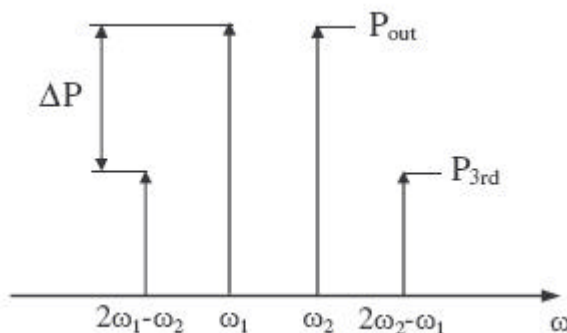


图2-12 等幅双音信号及其三阶分量关系图

Fig.2-12 two tone signal & three-order output

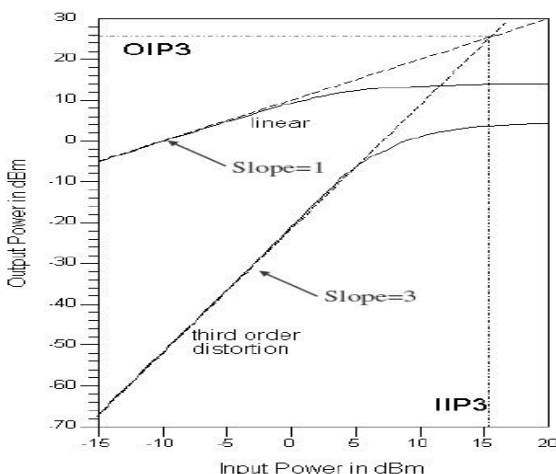


图2-13 Pin、Pout、IIP3、OIP3、G、等指标之间的关系

Fig.2-13 relationship of Pin、Pout、IIP3、OIP3、G

在测试单个器件（或系统）的 IP3 时，均是在信号输入端馈入两个频差为 $\omega_2 - \omega_1$ 的双音信号，幅度相同，然后根据经验公式^[20]得出 OIP3 如公式（2-13）。

$$OIP3 = \frac{P_{out} - P_{3rd}}{2} + P_{out} \quad (2-13)$$

放大器的 IP3 是由其本身的非线性所决定的一个常数，IP3 具有非常明确的物理意义：它定量地刻画了射频功率放大器的线性度，与输入信号的大小、器件本身的增益没有任何关系。考虑 3 阶互调失真的原因这个参数对带限信号的影响比较大。三阶项对放大器的互调畸变起着支配作用，所以常用三阶截点（IP₃）来表征互调畸变。三阶截点是描述放大器线性程度的一个重要指标。三阶截点功率的典型值比 P_{1dB} 高 10-12dB。

如三阶互调点已知，则基波与三阶互调抑制比与三阶互调点的杂散电平可由公式（2-14）~（2-15）估计^[20]：

$$\text{基波与三阶互调抑制比} = 2[IP_3 - (P_{IN} + G)] \text{ (dBm)} \quad (2-14)$$

$$\text{三阶互调杂散电平} = 3(P_{IN} + G) - 2IP_3 \quad (2-15)$$

2) P_{1dB} 压缩点

放大器有一个线性动态范围，在这个范围内，放大器的输出功率随输入功率线性增加。这两个功率之比就是功率增益 G。随着输入功率的继续增大，放大器进入非线性区，其输出功率不再随输入功率的增加而线性增加。也就是说，其输出功率低于小信号增益所预计的值。通常把增益下降到比线性增益低 1dB 时的输出功率值定义为输出功率的 1dB 压缩点。典型情况下，当功率超过 P_{1dB} 时，增益将迅速下降并达到一个最大的或完全饱和的输出功率，其值比 P_{1dB} 大 3-4dB。P_{1dB} 可以分为输入 IP_{1dB} 压缩点和输出 OP_{1dB} 压缩点。通常使用 OP_{1dB}。在本文里，由于要研究输入信号的量化用来建立 LUT 的地址索引，需要寻找在 1dB 压缩点附近的非线性失真特性。如果一个功率放大器可以由三阶多项式来表示，输入一个正弦信号

$x(t) = A \cos(\omega t)$ ，则输出由公式 (2-16) 表示。

$$y(t) = \frac{1}{2}c_2A^2 + (c_1A + \frac{3}{4}c_3A^3)\cos(\omega t) + \frac{1}{2}c_2A^2\cos(2\omega t) + \frac{1}{4}c_3A^3\cos(3\omega t) \quad (2-16)$$

C_1, C_2, C_3 分别代表 1, 2, 3 阶失真系数。 $c_1A + \frac{3}{4}c_3A^3$ 代表基频增益。由于一个线性放大器的增益为 C_1 ，因此对于输入为电压幅度的信号，降低 1dB 后的幅度如果是 A_{1dB} ：

$$20\log A - 20\log A_{1dB} = 1 \quad (2-17)$$

$$A_{1dB} = 0.89125A \quad (2-18)$$

将公式 (2-18) 带入公式 (2-19)：

$$(0.89125)c_1 = c_1 + \frac{3}{4}c_3A^2 \quad (2-19)$$

可以计算出在 1dB 点时的输入电压幅度值为 $A_{1dBin} = 0.3808\sqrt{\frac{c_1}{c_3}}$ ，通常 $c_3 < 0$ 。

对于多项式表示为输入输出功率曲线的计算与此有些不同。

$$10\log P - 10\log P_{1dB} = 1 \quad (2-20)$$

得出 $P_{1dB} = 0.7943P$ ，代入公式 (2-21)：

$$0.7943(c_0 + P_{1dBin}) = c_0 + c_1P_{1dB} + c_2P_{1dB}^2 + c_3P_{1dB}^3 \quad (2-21)$$

求解方程，即可得出在 1dB 点时输入功率值。同样，可以计算出 1dB 压缩点的输出电压幅度或者输出功率值。分别是公式 (2-22) ~ (2-23)：

$$0.89125c_1A_{1dBin} = A_{1dBout}, \quad \text{增益为 } 0.89125C_1 \quad (2-22)$$

$$c_0 + P_{1dBIn} = P_{1dBOut} , \quad (2-23)$$

3) 饱和点

当输入的信号超过最大输入信号功率时，即达到功率放大器的饱和点。在这一点，输出的功率逐渐从最大输出功率下滑。对于饱和点的峰值功率，可以使用公式 (2-24) 计算。

$$c_1 + c_2 P_{satIn}^1 + c_3 P_{satIn}^2 = 0 \quad (2-24)$$

求解方程，即可得出饱和点的输入功率值 P_{satIn} 。

4) 其它参数

工作频率范围 (F)：

指放大器满足各级指标的工作频率范围。放大器实际的工作频率范围可能会大于定义的工作频率范围。

功率增益 (G)：

指放大器输出功率和输入功率的比值，单位常用“dB”，在输入输出功率曲线中。

$$G = c_0 - 30 . \quad (2-25)$$

因为 G 的单位为 dB。

5) AM-AM/AM-PM 指标

理想的放大器对于所有的输入信号应该有一个恒定的增益。对于一个特定的射频功率放大器，有一个特定的最大的输出功率值。因此，当输入功率持续增加时，输出的功率将不会保持一个恒定倍率增加。这可以用 AM-AM 参数来描述。这个曲线非常重要，很多预失真的理论都是基于这两个曲线。例如，基于多项式的预失真就是使用多项式对于 AM-AM 和 AM-PM 进行逼近，利用公式使最终的输出达到线性化。以下是一个描述 AM-AM 和 AM-PM 的 Saleh 模型，表达式如公式 (2-26) ~ (2-27)：

$$A(r) = \frac{a_a r}{1 + b_a r^2} \quad (2-26)$$

$$f(r) = \frac{a_p r^2}{1 + b_p r^2} \tag{2-27}$$

针对不同的 b_a , b_p 的 AM/AM,AM/PM 曲线如图 2-14所示。

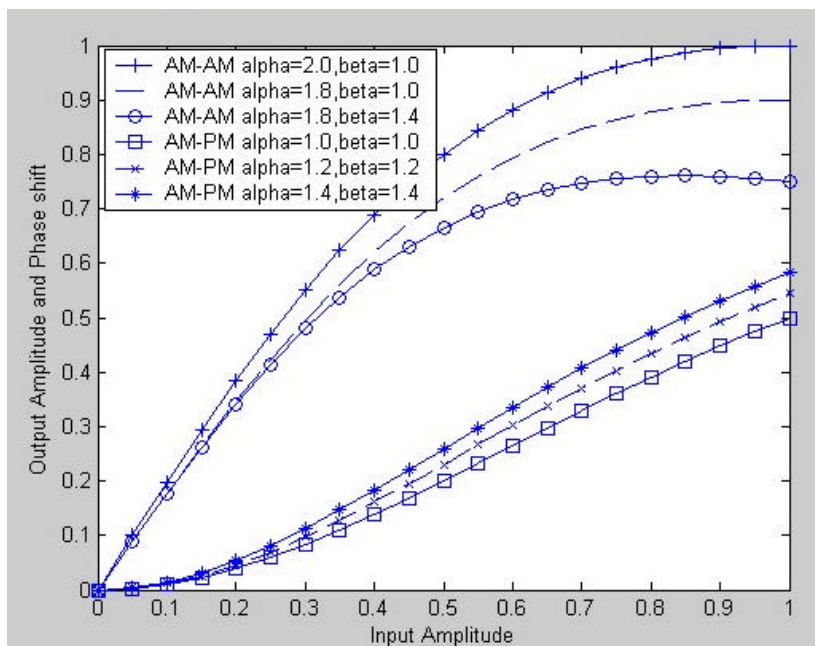


图2-14 Saleh 功率放大器模型 AM/AM 与 AM/PM 曲线

Fig.2-14 Saleh's PA modular &AM/AM AM/PM

2.4 预失真理论

2.4.1 功率放大器线性化的优点

为了解决 WCDMA 信号通过 A 类 PA 带来的频谱扩张和失真问题，通常是采用 PA 线性化来解决这个问题。PA 线性化的优点在于可以减小相邻信道的干扰，减小带内带外失真，增加功率放大器的效率。带外失真即为频谱扩张，减小带内失真可以增加有效信号的发送。预失真的原理如图 2-15所示，一个级联的预失真结构框图。

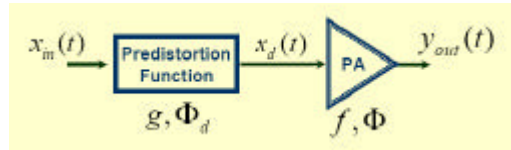


图2-15 级联预失真结构

Fig.2-15 cascading PD and PA

其中， $x_{in}(t)$ 是输入信号， $x_d(t)$ 是经过预失真后的信号， $y_{out}(t)$ 是射频输出信号， g, f, Φ, Φ_d 分别是增益和相位差。

$$x_d(t) = g(r(t))e^{j(\mathbf{q}(t) + \Phi_d(r(t)))} \quad (2-28)$$

$$y_{out}(t) = f(g(r(t)))e^{j(\mathbf{q}(t) + \Phi_d(r(t)) + \Phi(g(r(t))))} \quad (2-29)$$

$$x_{in}(t) = r(t)e^{j\mathbf{q}(t)} \quad (2-30)$$

当满足以下两个条件，即实现PA线性化。

$$f(g(r(t))) = K * r(t) \quad (2-31)$$

$$\Phi_d(r(t)) = -\Phi(g(r(t))) \quad (2-32)$$

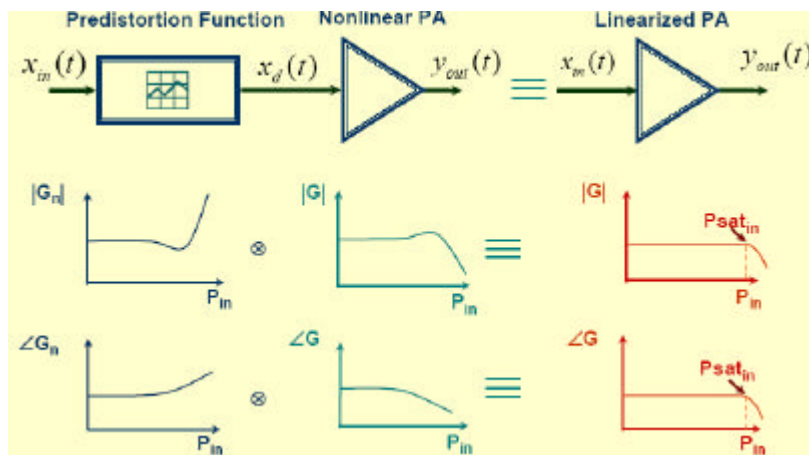


图2-16 预失真原理图

Fig.2-16 theory of predistortion

2.4.2 自适应数字预失真的原理

数字预失真是一种放大器线性化方法，能显著提高多载波放大器的效率。该原理始通过将非线性失真功能内置于数字基带信号处理域中，其与放大器展示的失真功能数量相当（“相等”），但功能却相反。将这两个非线性失真功能相结合，便能够实现高度线性、无失真的系统。数字预失真器可以由一个向量增益调节器组成，根据查找表 LUT 的内容来控制输入信号的幅度和相位，预失真的大小由查找表 LUT 的输入来控制。向量增益调节器一旦被优化，将提供一个与功放相反的非线性特性。理想情况下，这时输出的互调产物应该与双音信号通过功放的输出幅度相等而相位相反，即自适应调节模块就是要调节查找表的输入，从而使输入信号与功放输出信号的差别最小。同时输入信号的包络也是查找表 LUT 的一个输入，反馈路径来取样功放的失真输出，然后经过 A/D 变换送入自适应调节 DSP 中，进而来更新查找表 LUT。射频功率放大器的线性化技术可以明显地改善放大器的线性度，同时提高输出功率和效率。由于 PA 的参数并不是固定的，可能会随着环境温度、供电电压、输出负载而变化，因此必须采用反馈原理来随时更新查找表的参数。这就是自适应预失真技术。

2.5 本章小结

- (1) WCDMA-FDD 下行信道由专用信道和公共信道构成，信道内通过时分复用的方式映射了用户数据和各种控制信息。经过串并转换后产生 I、Q

两种信号。对这两种信号进行扩频和加扰形成 3.84Mcps 数据流。

- (2) WCDMA 下行信道采用 QPSK 线性调制，通过带限信道后会产生很大的包络起伏，信号失去了恒定包络的性质，要求射频放大器具有很好的线性。否则会产生带外频谱扩张和信号完整性损伤。
- (3) 对于多载波多用户的下行信号，存在很大的 PAR 值。在 N 个独立用户的情况下， $PAR = 10 * \log_{10}(N)$ 。在 4 个载波，每个载波 64 个用户的情况下，PAR 甚至可能达到 24.3dB。WCDMA 下行信号通过 $\beta = 0.22$ 的根升余弦滚降滤波器，又会使 PAR 增加 1 到 2 个 dB。
- (4) WCDMA 发射机外部规范对于 EVM, PCDE, ACLR 都有相应的要求。
- (5) A 类放大器用来放大 WCDMA 下行射频信号，由于存在非线性区域，通常可用一个多项式来表达。也可以使用 AM-AM 和 AM-PM 曲线来表示非线性特性。不同频率的信号经过 A 类放大器的放大，由于放大器的非线性特性的存在，会产生频谱扩张。放大器的非线性特性对 WCDMA 下行信号会产生互调失真和交调失真。为了改善 A 类放大器的非线性特性，可以采用功率回退的方式，但是随着 PAR 的增高，功率回退的范围有限，并且带来了效率降低的缺点。
- (6) A 类功率放大器的指标有很多。IP3 用来描述互调失真。放大器的 IP3 是由放大器本身非线性决定的常数。 P_{1dB} 和 P_{sat} 也是此类放大器的重要指标，其它参数还包括工作频率范围，和功率增益等。
- (7) AM-AM 和 AM-PM 是直观描述放大器的输入输出特性，Saleh 模型常用来抽象现实中的放大器。
- (8) 功率放大器的线性化就是解决 WCDMA 下行信号通过 A 类功率放大器后产生的频谱扩张和信号完整性损伤的问题。可以采用预失真的方法来实现。数字预失真是一种很有前途的方式，常采用查找表的方式来实现。

射频和天线设计培训课程推荐

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;我们于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



射频工程师养成培训课程套装

该套装精选了射频专业基础培训课程、射频仿真设计培训课程和射频电路测量培训课程三个类别共 30 门视频培训课程和 3 本图书教材;旨在引领学员全面学习一个射频工程师需要熟悉、理解和掌握的专业知识和研发设计能力。通过套装的学习,能够让学员完全达到和胜任一个合格的射频工程师的要求...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/110.html>

ADS 学习培训课程套装

该套装是迄今国内最全面、最权威的 ADS 培训教程,共包含 10 门 ADS 学习培训课程。课程是由具有多年 ADS 使用经验的微波射频与通信系统设计领域资深专家讲解,并多结合设计实例,由浅入深、详细而又全面地讲解了 ADS 在微波射频电路设计、通信系统设计和电磁仿真设计方面的内容。能让您在最短的时间内学会使用 ADS,迅速提升个人技术能力,把 ADS 真正应用到实际研发工作中去,成为 ADS 设计专家...



课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/ads/13.html>



HFSS 学习培训课程套装

该套课程套装包含了本站全部 HFSS 培训课程,是迄今国内最全面、最专业的 HFSS 培训教程套装,可以帮助您从零开始,全面深入学习 HFSS 的各项功能和在多个方面的工程应用。购买套装,更可超值赠送 3 个月免费学习答疑,随时解答您学习过程中遇到的棘手问题,让您的 HFSS 学习更加轻松顺畅...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/11.html>

CST 学习培训课程套装

该培训套装由易迪拓培训联合微波 EDA 网共同推出,是最全面、系统、专业的 CST 微波工作室培训课程套装,所有课程都由经验丰富的专家授课,视频教学,可以帮助您从零开始,全面系统地学习 CST 微波工作的各项功能及其在微波射频、天线设计等领域的设计应用。且购买该套装,还可超值赠送 3 个月免费学习答疑...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/24.html>



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书,课程从基础讲起,内容由浅入深,理论介绍和实际操作讲解相结合,全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程,可以帮助您快速学习掌握如何使用 HFSS 设计天线,让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程,培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合,全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作,同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习,可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年,10 多年丰富的行业经验,
- ※ 一直致力并专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 经验丰富的一线资深工程师讲授,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>