

射频包络消除与恢复功率放大器性能分析*

支传德 杨华中†

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘要: 从双频信号模型出发,分析了包络通道带宽和相位包络间信号延时差对交调失真的共同影响,得出了一个更符合测试结果的通用简化模型.该简化模型克服了 Raab 模型只能处理零延时差和无穷包络通道带宽这两个特例的局限性;采用本文模型得出的交调失真等高线图还可以帮助设计者快速准确地选择电路参数.最后,基于 GSM/EDGE 射频信号,用一个 935MHz 的射频功放示范了本文提出的设计方法.

关键词: 射频; 功率放大器; 交调失真; 线性度

EEACC: 1220; 1350H

中图分类号: TN72

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)02-0582-05

1 引言

在现代无线通信中,宽带码分多址(wideband code division multiple address, WCDMA)、通用移动通信系统(universal mobile telecommunication system, UMTS)、无线局域网(wireless local area network, WLAN)等系统为了充分利用频谱,大多采用同时调幅和调相的调制技术,即可变包络调制技术,这就需要使用线性功率放大器进行信号放大.为取得一定的线性度,一般采用功率回退的方法,但是这种方法既浪费功放的输出能力又严重降低了功率效率.功率放大器是射频前端中耗能最多的部件,同时提高线性度和功率效率是功放研究的热点.

包络消除与恢复(envelope elimination and restoration, EER)技术是解决上述问题非常有吸引力的一个方法^[1].它在峰值输出功率和较低输出功率时都能保持较高的功率效率,对于包络服从瑞利分布且其峰均比为 10dB 的信号,采用 EER 技术后的平均效率比一般线性功放的效率高 3~4 倍^[2].影响 EER 射频功放线性性能的两个主要因素是:包络调制器带宽以及包络信号和相位信号之间的延时差.在 EER 射频功放中,基于脉宽调制或 Δ 调制(delta modulation)的开关电源,一方面限制了通道的带宽,另一方面通道中的低通滤波网络又不可避免地引入延时.为了正确评估 EER 功放的线性性能,最简便有效的方法是研究上述两个参数对功放交调失真(intermodulation distortion, IMD)的共同影响.

Raab 模型研究了包络调制器带宽和延时差的独立作用,获得了它们各自对 IMD 的影响^[3].虽然 Raab 模型至今仍然被广泛应用,但该模型与实验测试数据的一致性不好,而且只能处理零延时差和无穷包络通道带宽这两个特例.本文同时考虑上述两个参数对 IMD 的影响,推导出了 IMD 与包络通道带宽和两路信号延时差之间的简化模型.相比于 Raab 模型,本文的分析更接近测试数据,由本文模型得出的交调失真等高线图还可以帮助设计者方便地选择和确定 EER 射频功放中的这两个参数.

2 双频信号下的电路模型

传统的 EER 射频功放结构如图 1 所示.它包括功分器、限幅器、包络检波器、包络调制器、低通滤波器以及功率放大器.射频输入信号通过包络检波器和限幅器分别得到包络信号和相位信号.

$$\begin{aligned} v_i(t) &= \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_m) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_m) t \end{aligned} \quad (1)$$

其中 ω_m 和 ω_c 分别表示调制信号和载波信号的角频率.经包络检波后的信号可以表示为 $|\cos\theta|$, 其中 $\theta = \omega_m t$. 当它通过开关放大器和低通滤波器后,由于引入了延时,归一化后可重新表示为:

$$E_o(\theta) = |\cos(\theta - \tau)| \quad (2)$$

其中 $\tau = |\tau_1 - \tau_2|$, τ_2 和 τ_1 分别表示上下两条路径的延时.为了与输出信号相一致,输入信号可重写为:

* 国家自然科学基金资助项目(批准号:60025101,90307016)

† 通信作者,Email: yanghz@tsinghua.edu.cn

2006-11-30 收到,2006-12-21 定稿

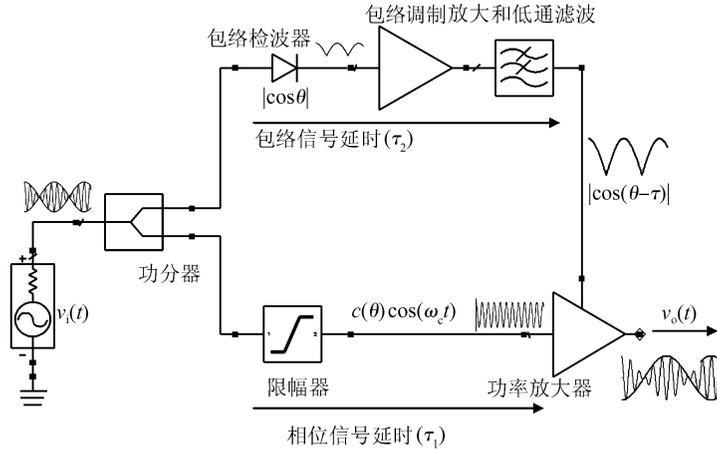


图 1 传统的 EER 功放示意图
Fig. 1 Block diagram of classic EER PA

$$v_i(t) = |\cos\theta| c(\theta)\cos(\omega_c t) \quad (3)$$

$$c(\theta) = \text{sgn}(\cos\theta) = \begin{cases} 1, & \cos\theta \geq 0 \\ -1, & \cos\theta < 0 \end{cases} \quad (4)$$

因此,射频功放的输出为:

$$v_o(t) = E_0(\theta)c(\theta)\cos(\omega_c t) = y(\theta)\cos(\omega_c t) \quad (5)$$

$$y(\theta) = E_0(\theta)c(\theta) \quad (6)$$

调制函数 $y(\theta)$ 傅里叶展开后,可表示为:

$$y(\theta) = b_{c1}\cos\theta + b_{c3}\cos(3\theta) + b_{c5}\cos(5\theta) + \dots + b_{s1}\sin\theta + b_{s3}\sin(3\theta) + b_{s5}\sin(5\theta) + \dots \quad (7)$$

其中 系数 (b_{c1}, b_{s1}) 对应于基频幅度,系数 $(b_{c3}, b_{s3}, b_{c5}, b_{s5}, \dots)$ 对应于各阶交调失真的幅度.

3 交调失真分析

公式(2)和(4)给出的是周期函数,傅里叶展开后可表示为:

$$E_0(\theta) = a_0 + \sum_{m=2,4,6,\dots} [a_m \cos(m\theta) + d_m \sin(m\theta)] \quad (8)$$

$$c(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots} c_n \cos(n\theta) \quad (9)$$

系数 a_m, d_m 和 c_n 分别定义为:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta - \tau)| d\theta = \frac{2}{\pi} \quad (10)$$

$$a_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta - \tau)| \cos(m\theta) d\theta = \frac{4}{\pi} \cos(m\tau) \frac{(-1)^{\frac{m-2}{2}}}{m^2 - 1}, m = 2, 4, 6, \dots \quad (11)$$

$$d_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta - \tau)| \sin(m\theta) d\theta = \frac{4}{\pi} \sin(m\tau) \frac{(-1)^{\frac{m-2}{2}}}{m^2 - 1}, m = 2, 4, 6, \dots \quad (12)$$

$$c_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \text{sgn}(\cos\theta) \cos(n\theta) d\theta = \frac{4}{\pi} \times \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{n}, n = 1, 3, 5, \dots \quad (13)$$

考虑到包络调制器的开关速度和滤波器的带宽,包络通道的带宽 BW_{en} 不可能无限大,所以公式(8)进行带宽截取后可表示为:

$$E_0(\theta) = a_0 + \sum_{m=2}^{2M} [a_m \cos(m\theta) + d_m \sin(m\theta)] \quad (14)$$

其中 $M = \text{int}(BW_{en}/(2\omega_m))$, $\text{int}(\cdot)$ 表示最小值取整函数.

公式(1)中双频信号的带宽为 $BW_{rf} = 2\omega_m$, M 可以重写为 $M = \text{int}(BW_{en}/BW_{rf})$. 由公式(6), (9), (14), 可以得出调制函数为:

$$y(\theta) = \left[a_0 + \sum_{m=2}^{2M} [a_m \cos(m\theta) + d_m \sin(m\theta)] \right] \times \sum_{n=1,3,5,\dots} c_n \cos(n\theta) \quad (15)$$

再由公式(7)和(15),得出调制系数 b_{ck} 和 b_{sk} :

$$b_{ck} = a_0 c_k + \frac{1}{2} \sum_{i=2}^{2M} a_i (c_{|i-k|} + c_{i+k}),$$

$$b_{sk} = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^{2M} d_i (c_{|i-k|} - c_{i+k}),$$

$$k = 1, 3, 5, \dots, i = 2, 4, 6, \dots, 2M \quad (16)$$

由调制系数 b_{ck} 和 b_{sk} 可以计算边带和交调失真的幅度为:

$$b_k = \sqrt{b_{ck}^2 + b_{sk}^2}, k = 1, 3, 5, \dots \quad (17)$$

为了定义功放的线性性能,本文采用边带与最大 IMD 之比的交调失真度量方法,如下式所示:

$$S/I_{\max}(\text{dB}) = 20 \lg \left(\frac{b_1}{\max_{k=3,5,\dots} (b_k)} \right) \quad (18)$$

相比于文献[3]中的载波与最大 IMD 之比,公式(18)更具有实际意义.在不考虑两路信号延时差的情况下,包络带宽对 IMD 的影响如表 1 所示.当 $M=0$ 时, $b_1=0.81$;除此之外,当 $M \geq 1$ 时, $b_1 \approx 1$,也就是说公式(18)中分子 b_1 的值大约为 1,而文献[3]中公式(18)的分子为 2.当两路信号间的延时差 $\tau=0$ 时,由公式(11)得出的 a_m 与文献[3]中公式(7)得出的 a_m 相等,公式(12)中的 $d_m=0$,所以由 a_m, d_m 和 c_k 计算公式(17)得到的 b_k 与文献[3]中由公式(15)~(17)得到的 $|b_k|$ 是相等的.因此本文所得出的线性性能比文献[3]中的更保守,大约低 6dB.

表 1 包络通道带宽对 IMD 的影响(延时差为零)

Table 1 IMD levels with bandwidth of envelope path (The differential delay is zero.)

$\frac{BW_{en}}{BW_{rf}}$	信号与最大交调失真之比/dB	
	Raab 模型	本文模型
0	17.39	9.54
1	31.37	25.26
2	37.53	31.49
3	41.87	35.84
4	45.23	39.21
5	47.98	41.96
6	50.31	44.29
7	52.33	46.31
8	54.12	48.10
9	55.72	49.70
10	57.17	51.15
11	58.49	52.47
12	59.71	53.69
13	60.85	54.82
14	61.90	55.88
15	62.89	56.87

把公式(18)的计算结果标示在文献[3]的图 4,且分别假定延时差为零或者存在一个较小的延时差 0.035π ,得到如图 2 所示的图形.从图中可以看出,本文的分析结果更加接近测试数据.

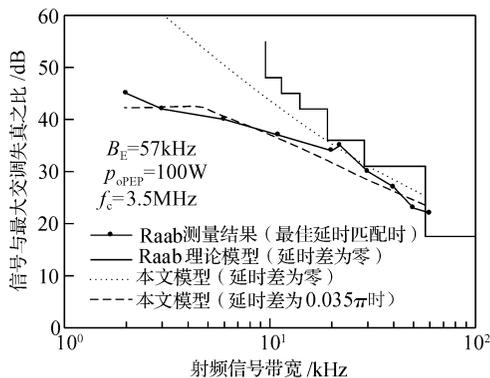


图 2 包络通道带宽对 IMD 的影响 Raab 模型引自文献[3].

Fig.2 IMD levels with bandwidth of envelope path Raab model is referred from Ref. [3].

当同时考虑包络调制带宽和延时差对 IMD 的影响时,我们再次把本文的分析表达式(18)用于文献[3]的图 8 得到本文的图 3.可以看出:本文的分析仍然适用,且与测试数据拟合得更好.为了方便选择设计参数,根据方程(18)可以得出如图 4 所示的 IMD 等高线图.

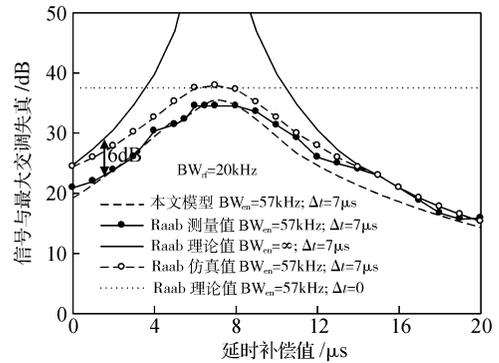


图 3 延时差对 IMD 的影响 Raab 模型引自文献[3].

Fig.3 IMD levels with differential delay Raab model is referred from Ref. [3].

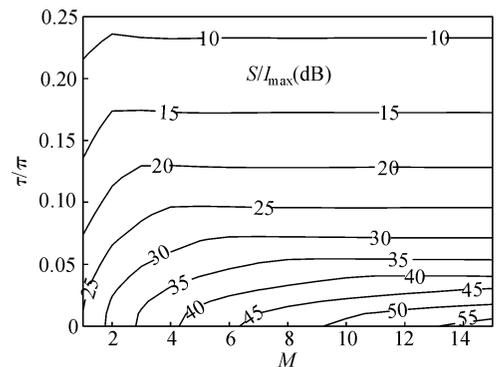


图 4 随 τ 和 M 变化的 IMD 等高线图

Fig.4 Contour map of IMD levels with τ and M

根据图 4 所示的等高线,可以很方便地用来指导 EER 功放的设计.当功放输出的边带与最大交调失真之比大于 30dB 时,若包络通道带宽是信号带宽的 4 倍以上,延时差匹配可以放宽到 0.05π ;若延时匹配到 0.02π 左右,则可以将包络通道带宽降低到信号带宽的 2 倍,从而放宽对包络通道中滤波器的设计要求.

公式(18)同时考虑了包络通道带宽 M 和两路信号间延时差 τ 对 IMD 的影响,把 M 和 τ 的值代入(18)可以得到精确的计算结果.但是公式(18)的表达式非常复杂,不便于直接使用,当进行推导化简时,因为 M 取值不同时最大 IMD 出现的阶次不固定,很难推导出显式的表达式,所以本文采用了曲线

拟合的方法. 首先确定一个延时差值 τ , M 则循环选取从 1 到某一个足够大的整数, 然后根据公式 (17) 计算各阶次的交调失真幅度值 b_k , 从中取出最大值 $\max_{k=3,5,\dots}(b_k)$; 继续变换 τ 的取值, 按上述方法得到给定 τ 时 $\max_{k=3,5,\dots}(b_k)$ 随 M 变化的一组数据, 通过不断变换 τ 最终得到一组形如 $\max_{k=3,5,\dots}(b_k) = f(M, \tau)$ 函数关系的二维数据点. 随后使用 TableCurve3D 软件, 从系统内置的上万个方程中自动找出最合适的方程式, 方程表达式确定后, 拟合公式的系数由 TableCurve3D 软件自动确定的. 从而得到了随 M 和 τ 变化的最大交调失真的简化方程:

$$\max_{k=3,5,7,\dots}(b_k) = \begin{cases} \frac{1}{3 + 8.33M + 6.84\sqrt{M^3}} + \frac{1}{\pi} \left(1 + \frac{1.5}{M}\right) \tau^2, & |\tau| \leq 0.1\pi \\ \frac{1}{3 + 8.33M + 6.84\sqrt{M^3}} + \frac{0.28}{\pi} \left(1 + \frac{1.5}{M}\right) \sqrt{\tau^3}, & |\tau| > 0.1\pi \end{cases} \quad (19)$$

上式中, 每个分段表达式的第一项表示当延时差 $\tau = 0$ 时包络通道带宽 M 对 IMD 的影响. 当包络通道带宽 M 为无穷大时, 在延时差 τ 很小的一段范围内, $\max_{k=3,5,\dots}(b_k)$ 大约为 $(1/\pi)\tau^2$; 但是当 τ 比较大时, 文献[3]中公式 (26) 和 (29) 的简化条件不再成立, 从而不再遵守与 τ 的平方成正比的关系, 本文模型得出的拟合值大约为 $(0.28/\pi)\sqrt{\tau^3}$.

4 基于 GSM/EDGE 信号的线性分析

根据文献[4]的研究结果, 多频信号或多载波信号的 IMD 要小于双频信号. 对于现代通信中更复杂的调制信号, 一般用归一化输出谱去评估射频功放的线性性能.

例如, 当图 1 中功率放大器的工作频率为 935MHz, 包络通道的低通滤波器为 10 阶贝塞尔滤波器, 且输入的 GSM/EDGE 射频信号源在 400kHz 频率偏移处的邻道功率比 (adjacent channel power ratio, ACPR) 为 -58.4dBc 时, 为补偿包络通道中低通滤波器带来的延时, 可以在相位通道插入延时线. 为验证包络通道带宽和延时差对 ACPR 的共同影响, 低通滤波器的带宽分别取不同值, 仿真后的延时线最优延时值如表 2 所示. 不同延时补偿值对射频功率放大器输出信号的影响如图 5 所示. 其中曲线 1 和曲线 2 分别表示了低通滤波器带宽为 800kHz 和 2MHz, 延时线的延时值分别为 600 和 240ns 时的输出功率谱, 显而易见, 此时输出

功率谱不能满足 GSM/EDGE 信号发射谱指标; 曲线 3 和曲线 4 则表示在相应带宽下, 延时值为最优时的输出功率谱, 它们都能很好地满足 GSM/EDGE 信号发射谱指标.

表 2 延时差和包络通道带宽对 ACPR 的影响

Table 2 ACPR levels with differential delay and bandwidth of envelope path

影响线性度的两个参数		最优 ACPR/dBc (400kHz offset)
滤波器带宽/MHz	最优延时值/ μ s	
0.2	2.9	-42.51
0.4	1.4	-50.79
0.6	0.9	-54.38
0.8	0.7	-55.97
1	0.58	-57.28
1.6	0.34	-57.68
2	0.28	-58.12

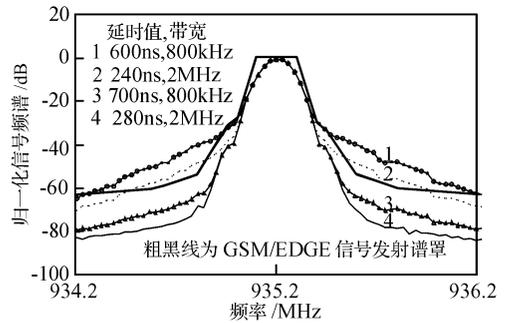


图 5 基于 GSM/EDGE 信号的输出谱
Fig.5 Output spectral mask of RF PAs with GSM/EDGE signal

5 结束语

本文推导了 EER 射频功放的 IMD 与包络通道带宽和两路信号延时差之间的数学关系. 相比于至今仍广泛应用的 Raab 模型, 本文得出的结果更真实、更实用, 而且克服了 Raab 模型只能处理零延时差和无穷包络通道带宽这两个特例的局限性. 根据本文提出的 IMD 模型, 设计者可以利用 IMD 的等高线图很方便地选择 EER 射频功放的包络通道带宽以及包络信号和相位信号之间的延时差, 使射频功放的设计更加方便. 文章的最后, 基于 GSM/EDGE 射频信号, 示范了如何使用本文提出的分析方法.

参考文献

[1] Kahn L. Single-sided transmission by envelope elimination and restoration. Proc IRE, 1952: 803
[2] Raab F H, Rupp D. High-efficiency single-sideband HF/

- VHF transmitter based upon envelope elimination and restoration. Proc 6th Int Conf HF Radio Systems and Techniques, York, 1994; 21
- [3] Raab F H. Intermodulation distortion in Kahn-technique transmitters. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1996, 44 (12): 2273
- [4] Raab F H. Envelope elimination and restoration system requirements. Proc RF Technology Expo, 1988; 499

Analysis of Envelope Elimination and Restoration RF Power Amplifier*

Zhi Chuande and Yang Huazhong[†]

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Based on an architecture model of a two-tone signal, we analyze the effects of the finite envelope modulator bandwidth and differential delay between envelope signal and RF phase signal on the intermodulation distortion (IMD), and derive a general simplified model that is much closer to laboratory measurements. This model overcomes the limitation of Raab's model, which can only solve two specific instances; zero differential delay and infinite bandwidth of the envelope path. A contour map derived from the general model can help designers choose circuit parameters quickly and accurately. Finally, an envelope elimination and restoration RF power amplifier (EER RF PA) operating at 935MHz with a GSM/EDGE signal source is applied to demonstrate how to use the analysis method presented here.

Key words: RF; power amplifiers; intermodulation distortion; linearity

EEACC: 1220; 1350H

Article ID: 0253-4177(2007)04-0582-05

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Nos. 60025101, 90307016)

[†] Corresponding author. Email: yanghz@tsinghua.edu.cn

Received 30 November 2006, revised manuscript received 21 December 2006

©2007 Chinese Institute of Electronics