

甲类固态功放的交调分析与仿真

费劲峰, 王积勤, 王光明

(空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800)

摘要:对各种非线性电路分析方法的使用范围,特点作了总结。针对甲类固态功放的弱非线性特性,并结合幂级数分析法的特点,建立了适合于甲类固态功放交调分析的模型,重点考虑了交调分量特性与载波数的联系,因此分析的结果更具有实际意义。另外,在多载波情况下,对高阶交调分量的影响也作了较为详细的分析,分析结果和文献中报道的结论有良好的一致性。编制的分析程序具有通用性,可用于和甲类固态功放有类似非线性特性的弱非线性电路分析,分析结果准确、直观。

关键词:功率放大器;互调;分析仿真

中图分类号:TN454 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2000)05-0032-04

根据工作状态的不同,功率放大器主要分为以下几种类型:甲类、甲乙类、乙类和丙类。其中甲类功放属于准线性电路范畴,而其它三类工作状态的功放则属于强非线性电路。传统的功放设计方法主要有负载牵引法和大信号S参数法。负载牵引法需要大量的测试和实验,且设计电路的带宽往往受限;大信号S参数法是强迫非线性电路服从线性电路的一种近似方法,不可避免地会引入误差^[1]。

CAD技术的发展使得非线性电路的设计水平大大提高。CAD方法的核心是在各种非线性分析方法的基础上运用参数优化的方法,使得电路性能在设计频带内满足要求。而其中所采用的非线性分析方法又是关键之所在^[2~3]。

谐波平衡法适用于分析单频、大信号激励的强非线性电路;对于多频、大信号激励情况,目前采用的分析方法为广义谐波平衡法。由于在多频大信号激励下,加之激励频率又是非公度的,所以在算法的收敛性上常常会遇到这样的问题,时域和频域的转换不能进行。因此这类问题还没有完整、有效的解决方案;非线性电路处于一个大信号和一个或多个小信号激励的情况下则一般采用转换矩阵法(大信号-小信号法),如微波混频器、调制器等;多频激励、弱非线性电路分析常常采用幂级数法或Volterra级数法。采用幂级数法时要求电路中不含有非线性记忆元件,只能存在非线性转移元件;而在Volterra级数法中,被分析的电路中的非线性元件可以是非线性电阻或非线性电抗。幂级数法和Volterra级数法较谐波平衡法和转换矩阵法简单,且给出的非线性交调特性也很直观,其中Volterra级数法较幂级数法有更广的应用范围^[4]。

1 甲类固态功放的非线性简化模型

晶体管 and 场效应管的大信号模型有许多种,其中获得广泛应用的几种是:Gummel-Poon、STATZ、TOM、Cutrice-Ettenberg、Materka-kacprzak等。根据模型中的参数计算公式和实际应用证明:功放工作在甲类时,模型中的 C_g 、 C_d 等元件的非线性相对于转移导纳的非线性来说,基本可以不予考虑。所以在这种情况下功率管模型中就可以简化为只有一个非线性元件(转移导纳)的电路,适用于采用幂级数方法进行分析。当功率管用于放大器中时,考虑输入、输出匹配电路和负载特性,经整理后,等效模型如图1所示。

在后面的分析中假定在工作频带内 $H_1(\omega) = H(\omega_0)$, $|H(\omega_0)| = L$,输出匹配网络和负载等效为 R_L 。在功放窄带工作时($\leq 10\%$),上述假设是不会引入大的误差的。

2 交调特性的幂级数法分析

为获得较高的精度,这里幂级数取五次

$$i(t) = a_1v(t) + a_2v^2(t) + a_3v^3(t) + a_4v^4(t) + a_5v^5(t) \quad (1)$$

在非线性的所有频率分量中,部分三阶分量和五阶分量落入通频带内,对系统造成干扰;而谐波分量往往在通频带之外,容易被滤除。又由于假设电路为甲类弱非线性,至于偶次幂产生的直流分量对工作点的影响则可以忽略不计。而三阶分量、五阶分量都是奇阶分量,仅由奇次幂产生,所以在讨论甲类功放的交调特性时,只要取奇次幂即可。这样公式(1)简化为

$$i(t) = a_1v(t) + a_3v^3(t) + a_5v^5(t) \quad (2)$$

设输入信号为

$$V_s(t) = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^Q (V_{s,q}e^{j\omega_q t} + V_{s,q}^*e^{-j\omega_q t}) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{q=-Q \\ q \neq 0}}^Q V_{s,q}e^{j\omega_q t} \quad (3)$$

式中, $\omega_{-q} = -\omega_q, V_{s,-q} = V_{s,q}^*, H(-\omega_q) = H^*(\omega_q)$ 。

所以有

$$i_n(t) = \frac{a_n}{2^n} \sum \sum \dots \sum V_{s,q^1} V_{s,q^2} \dots V_{s,q^n} \cdot H(\omega_{q^1}) H(\omega_{q^2}) \dots H(\omega_{q^n}) \cdot e^{j(\omega_{q^1} + \omega_{q^2} + \dots + \omega_{q^n})t} \quad (4)$$

下面就三次幂产生的几个重要频率分量进行进一步的讨论:

$$i_3(t)|_{2\omega_i - \omega_j} = \frac{3a_3}{4} V_{s,i} V_{s,i}^2 |H(\omega)|^2 H(\omega) \cos(2\omega_i - \omega_j) \quad (5)$$

$$i_3(t)|_{\omega_j} = \frac{3a_3}{4} V_{s,i}^3 |H(\omega)|^2 H(\omega) \cos(\omega_i) + \frac{3a_3}{2} V_{s,i} |H(\omega)|^2 H(\omega) \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^Q V_{s,j}^2 \cos(\omega_j) \quad (6)$$

$$i_3(t)|_{\omega_i + \omega_j - \omega_k} = \frac{3a_3}{2} V_{s,i} V_{s,j} V_{s,k} |H(\omega)|^2 H(\omega) \cos(\omega_i + \omega_j - \omega_k) \quad (7)$$

同样的过程可以写出五次幂级数项的各个混合分量(通频带内),然后合并归纳后如表 1 所示:

表 1 交调分量幅度和通频带内个数分布

频率	幅度	个数
ω_i	$(a_1 V_{s,i} + \{(3/4)a_3 V_{s,i}^3 L^2 + (5/8)a_5 V_{s,i}^5 L^4 + [(3/2)a_3 V_{s,i} L^2 \sum_{j \neq i} V_{s,j}^2 + (15/8)a_5 V_{s,i} L^4 \sum_{j \neq i} V_{s,j}^4 + (15/4)a_5 V_{s,i}^3 L^4 \sum_{j \neq i} V_{s,j}^2 + (15/2)a_5 V_{s,i} L^4 \sum_{\substack{k,j \neq i \\ k > i}} V_{s,j}^2 V_{s,k}^2\}) H(\omega)$	n
$2\omega_i - \omega_j$	$((3/4)a_3 V_{s,i}^2 V_{s,j} L^2 + (5/4)a_5 V_{s,i}^4 V_{s,j} L^4 + (15/8)a_5 V_{s,i}^2 V_{s,j}^3 L^4 + (15/4)a_5 V_{s,i}^2 V_{s,j} L^4 \sum_{k \neq i} V_{s,k}^2) H(\omega)$	$n(n-1)$
$\omega_i + \omega_j - \omega_k$	$((3/2)a_3 V_{s,i} V_{s,j} V_{s,k} L^2 + (15/4)a_5 V_{s,i}^3 V_{s,j} V_{s,k} L^4 + (15/4)a_5 V_{s,i} V_{s,j}^3 V_{s,k} L^4 + (15/4)a_5 V_{s,i} V_{s,j} V_{s,k} L^4 \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i,j,k}}^Q V_{s,m}^2) H(\omega)$	$n(n-1)(n-2)/2$
$2\omega_i - 2\omega_j + \omega_k$	$(15/8)a_5 V_{s,i}^2 V_{s,j} V_{s,k} L^4 H(\omega)$	$n(n-1)(n-2)$
$3\omega_i - 2\omega_j$	$(5/8)a_5 V_{s,i}^3 V_{s,j}^2 L^4 H(\omega)$	$n(n-1)$
$3\omega_i - \omega_j - \omega_k$	$(5/4)a_5 V_{s,i}^3 V_{s,j} V_{s,k} L^4 H(\omega)$	$n(n-1)(n-2)/2$
$2\omega_i + \omega_j - \omega_k - \omega_l$	$(15/4)a_5 V_{s,i}^2 V_{s,j} V_{s,k} V_{s,l} L^4 H(\omega)$	$n(n-1)(n-2)(n-3)/2$
$\omega_i + \omega_j + \omega_k - 2\omega_l$	$(15/4)a_5 V_{s,i} V_{s,j} V_{s,k} V_{s,l} L^4 H(\omega)$	$n(n-1)(n-2)(n-3)/6$
$\omega_i + \omega_j + \omega_k - \omega_l - \omega_m$	$(15/2)a_5 V_{s,i} V_{s,j} V_{s,k} V_{s,l} V_{s,m} L^4 H(\omega)$	$n(n-1)(n-2)(n-3)(n-4)/12$

下面,在给定的 a_1, a_3, a_5, L 基础上,分别考察功放以下几个特性:计算在多载波情况下的三阶交调特性;功放的多载波输入时的功率压缩特性;通带内的交调干扰分布,以及高阶交调分量(五阶)对系统的干

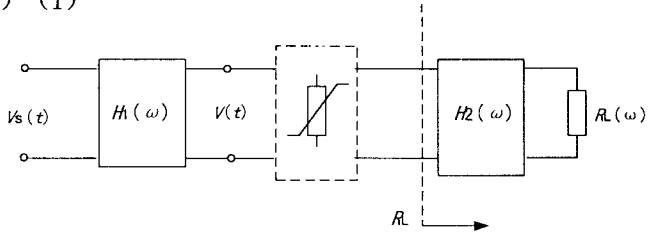


图 1 甲类功放非线性简化模型

扰。

给定参数 $a_1=1.65, a_3=-0.887, a_5=0.16, L=0.6$

(1) 计算载波数为 2 到 10 时 $10 \log \frac{P_{2\omega_i - \omega_j}}{P_{\omega_i}}$ 和 $10 \log \frac{P_{\omega_i + \omega_j - \omega_k}}{P_{\omega_i}}$ 。(总输入功率相同)。

计算结果如图 2(a)所示,实点代表要计算的第一项,圆圈代表第二项。从单个载波对单个交调分量的功率 P_{IMD3} 比看,载波数 n 增加时,交调分量减小了。但要注意的是,这并不能说明在载波数 n 增加时,系统受交调干扰减小了。因为在载波数增加时,交调分量的个数大大增加。图 2(b)中所示为不同载波数时总的有用信号功率 P_0 与所有交调分量的功率和 $SUM(P_{IMD3})$ 之比,可以看出随着载波数 n 的增加,信号功率与交调分量功率和之比减小了,但载波数 ≥ 7 时,比值趋向恒定。这和功放的功率压缩特性是一致的:当载波数 ≥ 7 ,功率压缩特性不再有明显的变化。从能量守恒的观点来看,总的有用信号功率输出趋向恒定,则交调分量的功率必然也趋向恒定,因为有用信号功率和交调分量的功率之和是不变的(已经假定了直流工作点不变)。

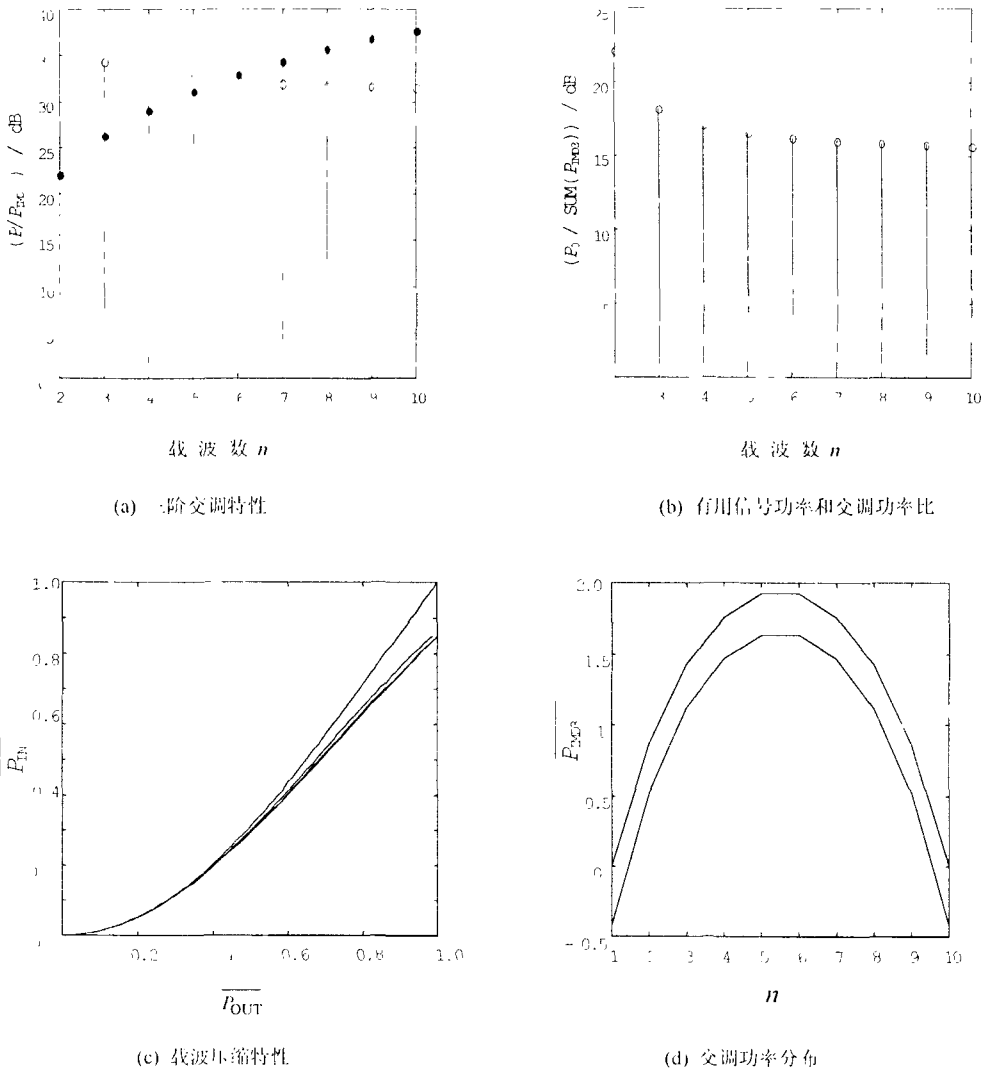


图 2 交调分量特性

(2) 分别计算载波数为 1、2、4、7 下的总功率输出。

计算结果如图 2(c)所示。通过图中曲线比较可以清楚地看出非线性造成的载波压缩特性,且在载波数多时,载波压缩的也就越严重,但当 $n > (7 \sim 10)$ 时不再有明显的变化。(图中曲线自上而下分别对应的载波数为 1、2、4、7;其中 $\overline{P_{OUT}}$ 代表输出功率的归一化分布, $\overline{P_{IN}}$ 代表输入功率的归一化分布)

(3) 通带内交调干扰分布(载波数 $n=10$);

计算结果如图 2(d)所示。假设放大器同时放大十个等间隔、等幅载波,为了表征交调分量在通带内的分

布及在多载波情况下高阶交调产物对信道的影响,这里作以下处理:各阶交调分量落在第 p 个载波频率上的功率都对落入第一个载波频率上的三阶交调分量($2\omega_i - \omega_j$)的功率 $r \cdot P_{2\omega_i - \omega_j}$ 归一化(r 是三阶交调分量($2\omega_i - \omega_j$)在第一载波频率上的个数)。在实际的工作环境下,各个载波都是被调制的,每个交调分量的功率谱密度分布是以无调制时的交调波为中心对称分布的。因此图 2(d)不是实际交调功率的分布,但却可以正确的反映这样的事实:①在多载波工作时,总交调波功率谱在工作频带的中心处分布最强,工作在中心频率处的信道所受到的交调干扰也就强;②从图中的实线和虚线的对比可以看出在工作载波数较多时,高阶交调分量(五阶交调分量)也成为不可忽视的因素(实线为所有交调分量功率谱密度之和的分布,虚线为仅考虑三阶交调分量时的分布, $\overline{P_{\text{IMD}_3}}$ 代表交调功率归一化分布)。

3 结论

利用幂级数法分析以非线性转移导纳为主要特征的弱非线性电路具有简单、直观的优点。但从分析过程中的一系列近似中,也体现了幂级数法的一些局限性和非线性电路分析、设计的复杂性。通过对甲类功放非线性的幂级数分析,可以清楚地看出甲类功放的交调分量的特性、分布。而本文所重点揭示的交调特性与载波数的关系,也是甲类功放非线性的重要特征之一。

参考文献:

- [1] 蔡剑铭,甘仲民. 卫星通信系统[M]. 北京:人民邮电出版社,1993.
- [2] 王惠功. 非线性微波毫米波电路分析与设计[M]. 北京:北京邮电出版社,1990.
- [3] 高葆新. 微波集成电路[M]. 北京:国防工业出版社,1995.
- [4] Couch Leon W. Digital and Analog Communication System[M]. Englewood:Prentice Hall Inc,1997.

Analysis and Simulation of Intermodulation of Solid State Power Amplifier Working in Mode A

FEI Jin-feng, WANG Ji-qin, WANG Guang-ming
(Missile Institute, AFEU., Sanyuan 713800, China)

Abstract: This paper gives a detail analysis on the characteristic of the nonlinearity in the power amplifier working in model A. In addition, the paper gives special attention to the problem of the relationship between the number of carriers and the intermodulation product. The simulation result gives a good accordance with the conclusion presented in the documents.

Key words: power amplifier; intermodulation; analysis stimulation