

前馈与 Doherty 技术结合的功放研究

张玉怀,易惊涛,张玉兴
(电子科技大学 电子工程学院,成都 610051)

摘 要: 将前馈技术与 Doherty 技术相结合,以满足功率放大器在效率和线性度方面的要求,同时对前馈系统幅度、相位、延时不平衡的影响进行了分析,就其效率因素和增强效率的方法进行了讨论;还分析了 Doherty 功率放大器中峰值放大器的栅极偏压 (V_{gs}) 和峰值补偿线长度对获得峰值效率点的影响,最后把用 LDMOS 管设计的 Doherty 功放作前馈系统的主功放,与平衡结构作主功放的前馈系统相比较,仿真结果显示 IMD₃ 达到 - 65 dBc 时,其效率提高了 5 %。

关键词: 功率放大器;前馈技术;Doherty 技术;非线性;效率;LDMOS

中图分类号: TN722 .75;TN830 .3 文献标识码: A 文章编号: 1671-8798(2008)01-0015-07

Research of feed-forward and Doherty technology used power amplifier

ZHANG Yu-huai, YI Jing-tao, ZHANG Yu-xing
(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610051, China)

Abstract: A Doherty-feed-forward power amplifier for improving the efficiency and linearity was presented . Influence to the amplitude, the phase and the time delay mismatch of the feed-forward system has been analyzed, and the efficiency factor and the method of efficiency enhancement is discussed . Also the peaking amplifier bias and influence of peaking compensate line length to peaking efficiency point is analyzed . Finally the LDMOS field-effect transistor is used to design the Doherty-Feed-forward power amplifier, compared with the balance structure Feed-forward amplifier, simulation result shows its efficiency enhanced 5 % when IMD₃ is - 65 dBc .

Key words: power amplifier; Feed-forward; Doherty; nonlinearity; efficiency; LDMOS

随着现代无线通信系统的迅速发展,无线通信系统普遍采用多载波配置和线性调制技术,其基站收发信机(BTS)中的关键部件功率放大器(PA)的设计,线性度、效率一直是最为关心的两个因素。为了获得高的效率和线性度,前人已开发了多种技术,如包络消去与恢复(EER)^[1]、非线性器件的线性放

大(LINC)^[2]、前馈(FF)、Doherty、预失真等等。前馈技术能获得良好的线性度,系统基于两个等信号的相减,在输出频谱上抵消掉误差信号,从而得到高线性度的输出;前馈系统的噪声特性由误差放大器决定,能获得很好的噪声性能,在工作频带的带宽内不损失器件的增益带宽,还有无条件稳定等都是使

收稿日期: 2008-01-03
作者简介: 张玉怀(1982—),男,湖北黄冈人,硕士研究生,研究方向为射频与微波电路、高速数字电路。

用前馈技术的优点。但由于结构的复杂和需增设误差放大器而使其效率不高,其幅度和相位的不平衡将直接影响其信号的提取和抵消程度,从而影响输出的线性度,故需采用自适应方法使幅度和相位跟随温度和功率的变化。Doherty 技术利用主功放与峰值功放的搭配和各自输出端不同特性阻抗的 $/4$ 传输线,使输出阻抗灵活响应输入功率,从而在一定输出功率范围内都能获得高的效率。

本研究将 Doherty 技术设计的高效率 PA 应用到前馈系统当中,使前馈系统在获得好的线性度的同时提高了整个系统的效率。同时还介绍了前馈系统幅度、相位、延时的不平衡性以及系统的效率和增强效率的方法;讨论了 Doherty 功放的设计,对通过优化峰值放大器的 V_{gs} 和峰值补偿线长度获得峰值效率点进行了分析;最后对 Doherty 前馈功率放大器进行了仿真实验。

1 前馈系统分析与设计

1.1 前馈系统基本原理

图 1 是一个前馈双环线性功放的原理框图^[3]。图中 A 为主放大器,起着信号的功率放大作用,由于其非线性,它的输出信号已具有非线性失真的畸变信号;B 是误差信号放大器,为小信号放大器,具有很好的线性和噪声性能;D1 与 D2 是延迟线,起到延迟移相的作用;C1、C2 为 2 个平行线耦合器;另外还有功分器、可调衰减器、可调移相器、90°电桥合成器。

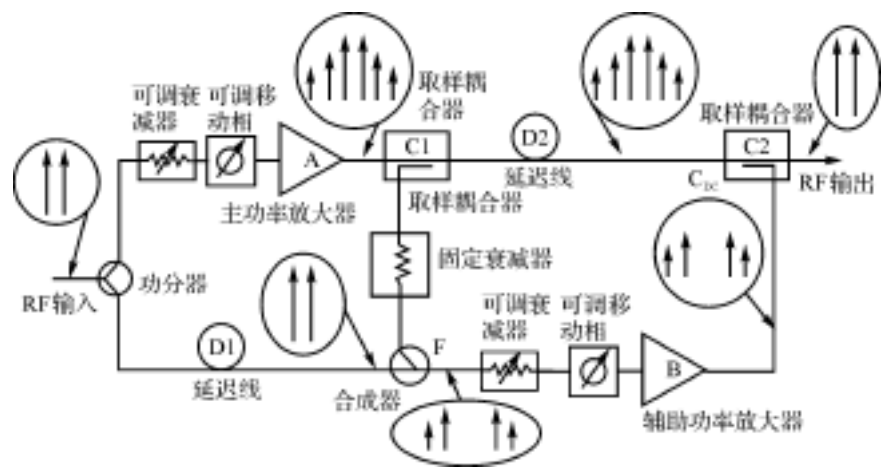


图 1 前馈系统基本原理框图

Fig. 1 Principle of feed-forward system

前馈线性系统的工作是基于两个幅度相等,相差 90°的信号叠加,在放大器输出频谱上将误差信号抵消,其工作原理在框图上不同点的双音测试频谱可清楚看出。输入信号首先由功分器分为两路,一路送到主功率放大器放大将产生附加的非线性失真,此信号经耦合器耦合一部分与另一路通过延时线后的信号在 90°电桥合成器进行合成,可通过调

节可调衰减器和移相器使两路信号幅度相等,相位相差 90°,则合成器的输出将是一个误差信号。本质上,此误差信号在理想情况下仅包含主放大器产生的非线性失真。此误差信号经线性放大到所需电平,目的是为了在输出端抵消大部分的失真。在输出端合成器将误差信号与主信号相叠加,同样调节可调衰减器和移相器,使两路信号幅度相等,相位相差 90°,理论上在总输出端将只有线性分量信号。

1.2 前馈系统影响线性性能的因素

1.2.1 幅度和相位的不平衡对抵消性能的影响

如图 2 所示^[4],抵消前输入信号为:

$$S_i(t) = a(t)e^{j\omega t}, \text{ 则输出信号为:}$$

$$S_o(t) = s_1(t) + s_2(t) \\ = a_1(t - \tau_1)e^{j\omega(t - \tau_1) + \phi_1} + a_2(t - \tau_2)e^{j\omega(t - \tau_2) + \phi_2}$$

定义:抵消性能 $CANC = \frac{S_o(t)}{S_i(t)}$,则以分贝单位

写出,表达式如下:

$$CANC(\text{dB}) = 20\log \left[\frac{a_1(t - \tau_1)e^{j\omega(t - \tau_1) + \phi_1} + a_2(t - \tau_2)e^{j\omega(t - \tau_2) + \phi_2}}{a(t - \tau_1)e^{j\omega(t - \tau_1) + \phi_1}} \right] \quad (1)$$

假设 $a_1 = a_2$,幅度不平衡度 $G(\text{dB}) = 20\log(a_2/a_1)$,相位不平衡度 $\phi = \phi_2 - \phi_1$,则(1)式可化简为:

$$CANC(\text{dB}) = 10\log [1 + 10^{\frac{G}{10}} - 2 \times 10^{\frac{G}{20}} \cos(\phi)]$$

由此可以得到幅度和相位不平衡对抵消性能的影响如图 3(a) 所示。可见,在两路延时相等的情况之下要实现 30 dB 的对消,则要求 G 小于 0.27 dB,小于 1.8°。

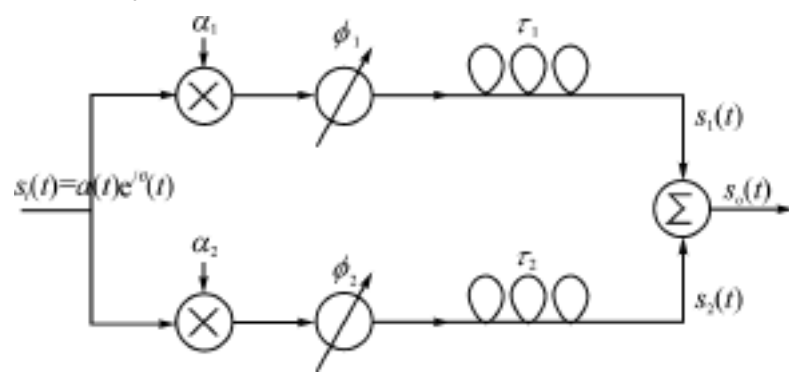


图 2 前馈系统抵消环简化图

Fig. 2 Counter-ring of feed-forward system

1.2.2 时延不平衡对抵消性能的影响 多载波或者已调信号均包含一组频率,延迟是指群延迟。前面所谈到的相位达到平衡,就是针对某一个频点而言的,除此频点之外,由于时间延迟的不同会导致相位失配。这里假定在中心频率点幅度和相位已经达到完全的匹配,如果用 $\tau = \tau_2 - \tau_1$ 表示延迟失配,表示信号带宽,则由时延引起的相位失配可表示

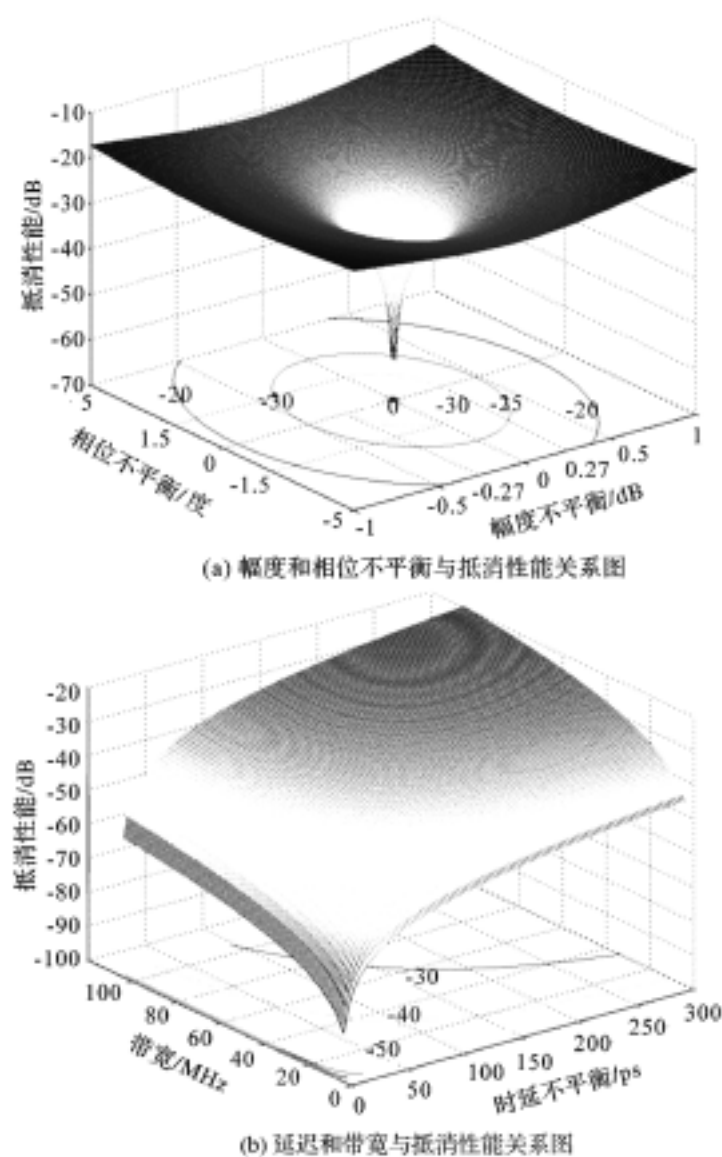


图 3 幅度和相位不平衡度与抵消性能的关系

Fig 3 Relationship between counter performance and imbalance of amplitude and phase

为^[4]: $= \frac{1}{2}$, 则(1) 式简化为:

$$CANC(dB) = 20\log 2\sin \frac{\pi}{4}$$

由此得到延迟对抵消性能的影响如图 3(b) 所示,在带宽 50 MHz,要实现 30 dB 的抵消,则延迟失配要小于 200 ps。

1.2.3 可调移相器和衰减器对抵消性能的影响

在设计前馈系统之时,因环境、温度、元器件的老化等因素,易引起幅度、相位、延时的不平衡,故一般都设计自适应系统来保证其稳定性。其幅度和相位的不平衡主要由可调移相器和可调衰减器的可控精度来保证,在 ADS 里面进行误差信号提取环的仿真,选用 FR-4 基板, $Er = 3.5$, $H = 0.5$ mm, 用 MRF19045 LDMOS 管设计输入输出匹配电路如图 4 所示。之后根据介质参数和要求对功分器、20 dB 耦合器、90°电桥合成器进行设计,这里推动放大器 AMP2 选用 ADS 的放大器模型,可调衰减器、移相器和延时线也选用理想模型,最后误差信号提取环的仿真原理图如图 5 所示。图 6 是其仿真输出结果。从图 7 可以看到衰减器的可控精度对信号抵消的影响,在衰减器衰减步长为 1 时,抵消 14.156 dBc,为 0.1 时,抵消 24.905 dBc,为 0.01 时,可达 45 dBc。

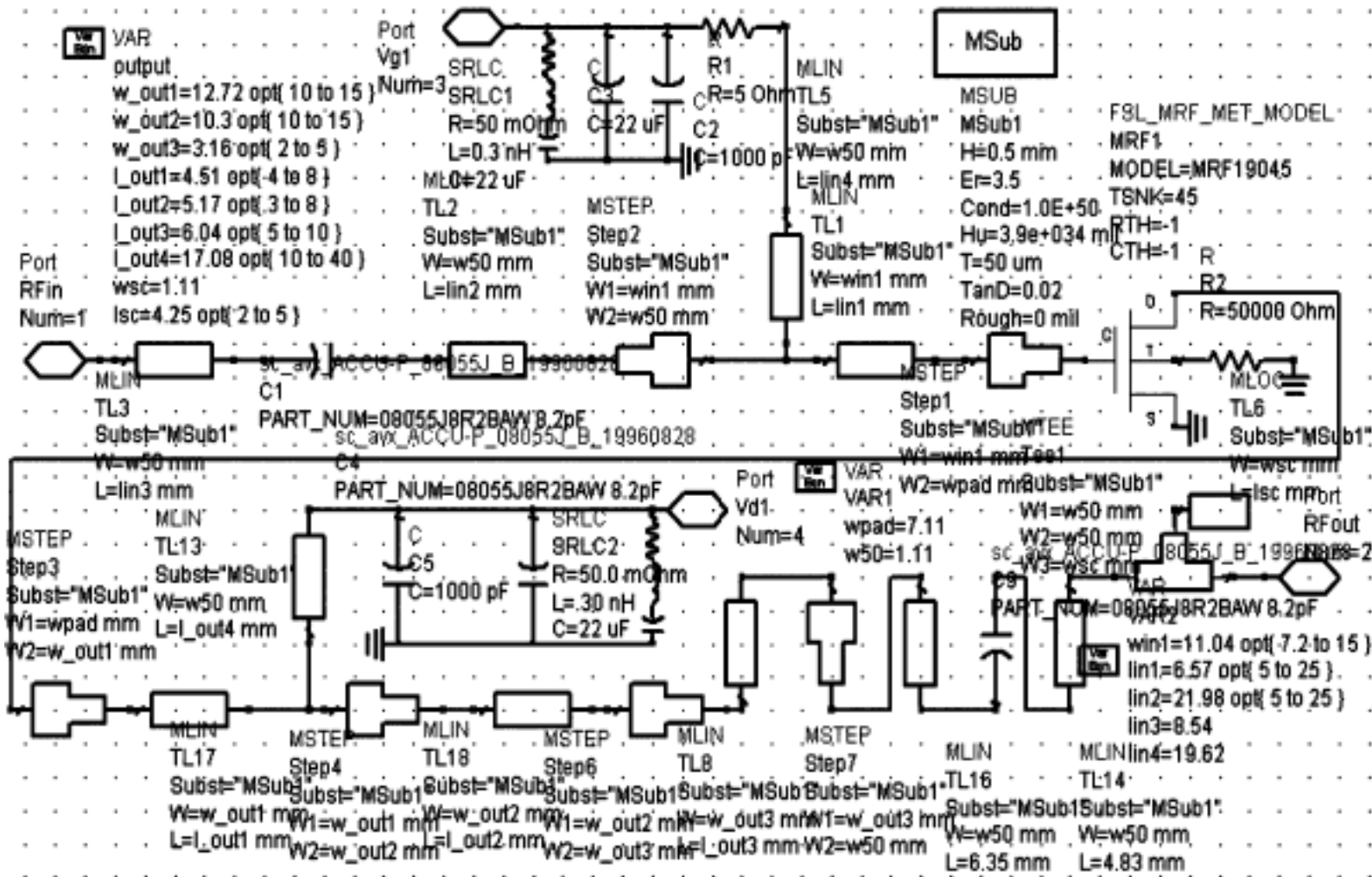


图 4 MRF19045 输入输出匹配仿真电路

Fig 4 Simulation of match circuit of MRF19045

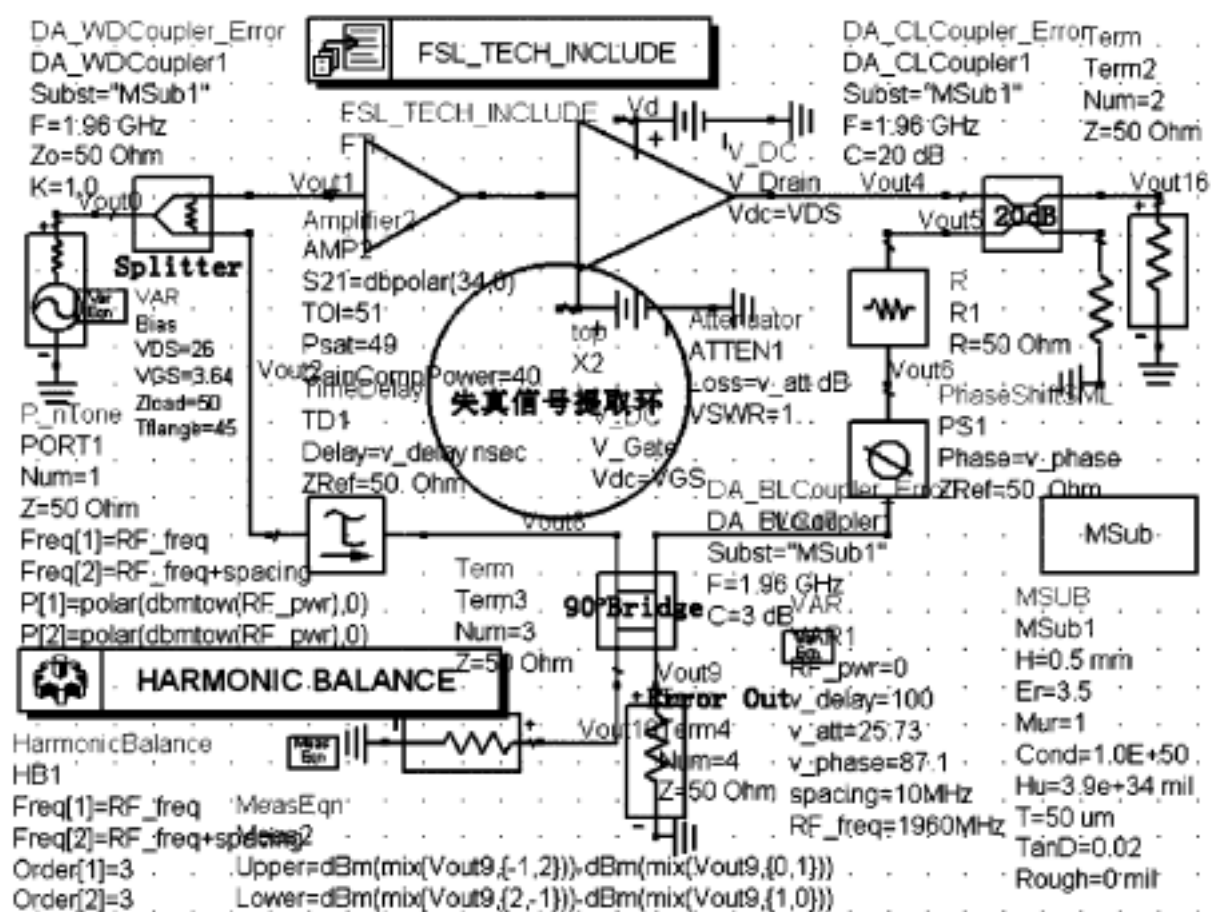


图 5 误差信号提取环仿真电路

Fig. 5 Simulation of pick-up ring of error signal

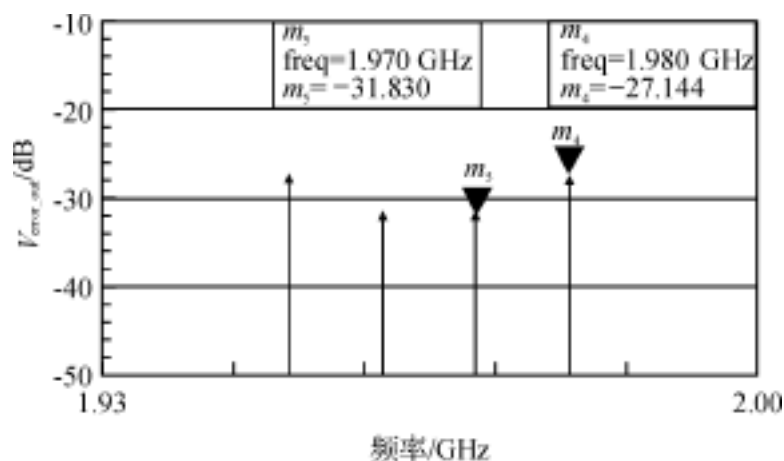


图 6 误差信号提取环仿真结果

Fig. 6 Simulation result of pick-up ring of error signal

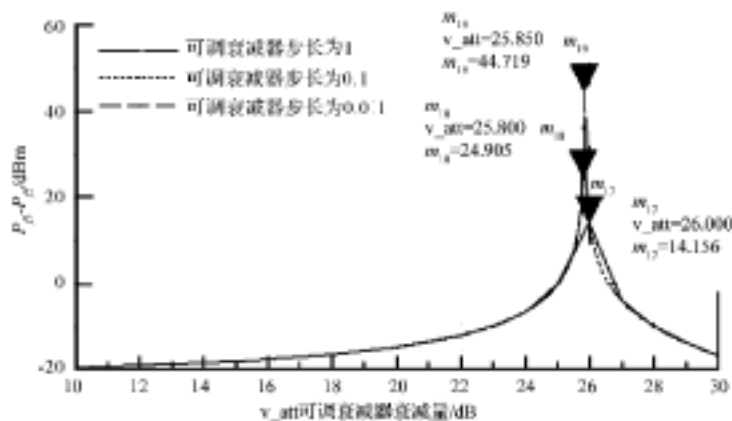


图 7 可调衰减器精度对信号抵消的影响

Fig. 7 Influence of precision of adjustable attenuator on signal quits

1.3 前馈系统的效率

前馈系统的效率可用下式表示^[5]：

$$\eta_{\text{total_FF}} = \frac{\eta_M \cdot \eta_E \cdot C_{DC} \cdot (1 - C_{DC})}{\eta_E \cdot C_{DC} \cdot L \cdot (1 + P_{LM}) + \eta_M \cdot P_{LM} \cdot (1 - C_{DC})} \quad (2)$$

式(2)中： η_M (%)、 η_E (%) 表示主放大器和误差放大器的效率； C_{DC} 表示输出端耦合器的耦合系数； L 表示输出端耦合器、延迟线等的总插入损耗； P_{LM} 为主放大器的 IMD。主放器的三阶失真 IMD 不能太低，取 C_{DC} 为 10 dB， L 为 1.5 dB，作仿真如图 8(a) 所示。可以看出在 P_{LM} 为 -20 dBc 时， $\eta_{\text{total_FF}}$ 会急剧下降，这为主功放设计时的三阶失真考虑提供了依据。同时，由(2)式求解可知存在最佳的 C_{DC} 为^[5]：

$$C_{DC_opti} = \frac{\eta_E P_{LM} \pm \sqrt{\eta_M \eta_E P_{LM} L (1 + P_{LM})}}{\eta_M P_{LM} - \eta_E L (1 + P_{LM})} \quad (3)$$

图 8(b) 是 L 为 1.5 dB， P_{LM} 为 30 dBc 的仿真结果，图 8(c) 给出了在 η_E 为 5% 时不同的 η_M 对应的最佳 C_{DC} 。

2 Doherty 功率放大器

Doherty 功率放大器的结构如图 9^[6] 所示。它由一个主功率放大器和辅助(峰值)功率放大器以及阻抗变换网络所构成，两个放大器由 $\pi/4$ 传输线隔开，输入端的 $\pi/4$ 传输线用于补偿由主放大器输出的 $\pi/4$ 传输线引起的相移。主放大器工作在 B 类，辅助放大器工作在 C 类。

假定电流分流比定义为：

$$= \frac{I_3}{I_2 + I_3}$$

总的输出功率是主功率放大器和辅助功率放大器输出功率的总和，从输出端 $\pi/4$ 传输线看出去的阻

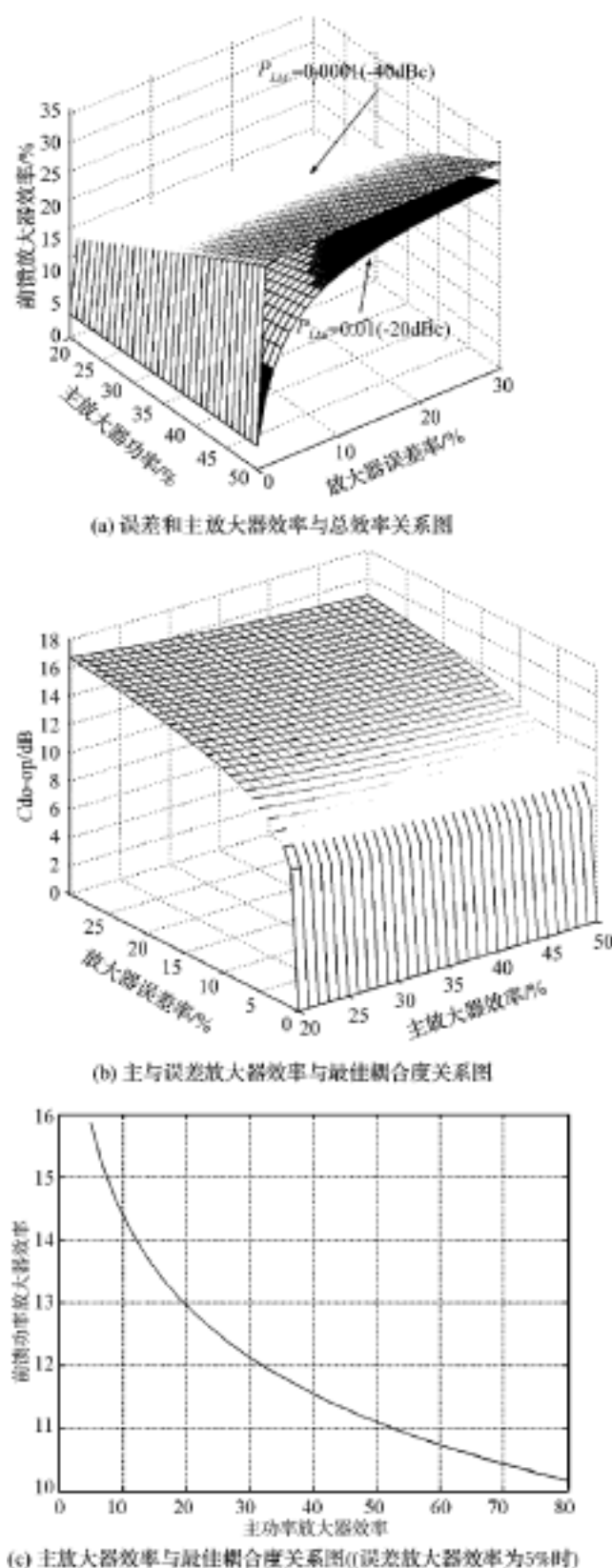


图 8 前馈系统总效率仿真结果

Fig. 8 Simulation result of general efficiency of feed-forward system

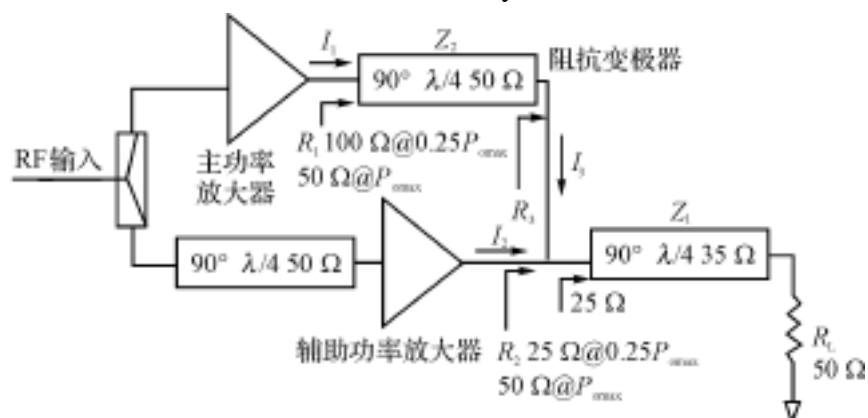


图 9 Doherty 功放结构框图

Fig. 9 Structure of Doherty power amplifier

抗为(4)式,从辅助放大器看出去的阻抗为(5)式:

$$R_3 = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (4)$$

$$R_2 = \frac{Z_1^2}{(1 - \frac{Z_1}{Z_2}) R_L} \quad (5)$$

这里取定 $\frac{Z_1}{Z_2}$ 为 0.5, $Z_1 = 35 \Omega$, 则 $R_1 = Z_1 = R_3 = Z_1 = R_L = 50 \Omega$ 。在低的功率电平,只有主功放输出电流至负载,辅助功放截止,则此时 $R_1 = \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 R_L = 100 \Omega$ 。在功率 -6 dB 回退时达到 B 类功放最大效率 78.5%。当中功率水平的时候,主功放达到饱和时,辅助功放打开,由两个功放一起供应负载电流,辅助功放在峰值输出功率 P_{PEP} 时达到 B 类工作的最大值^[7]。可见,Doherty 结构功放在转移点和峰值点达到最大效率,在二者之间仍能保持较高效率,如图 10 所示^[8]。

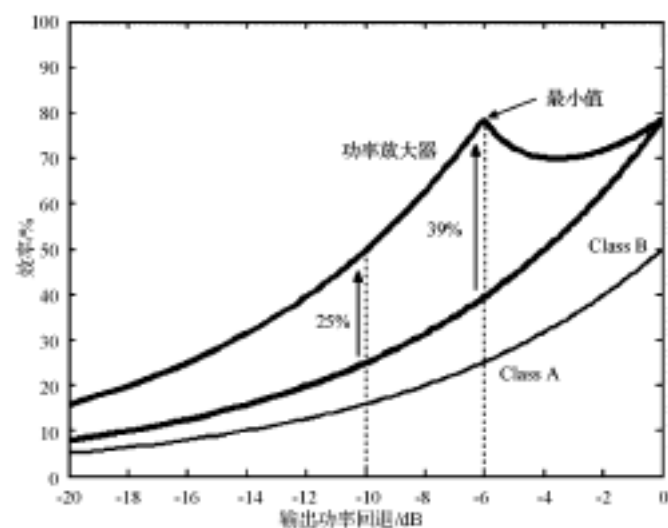


图 10 Doherty 功放理论效率特性图

Fig. 10 Efficiency in theory of Doherty power amplifier

此时对主辅两只功放管的要求一致^[8],特别适合用 Push-Pull 结构的 LDMOS 管搭建。在设计和仿真过程当中,为优化至最佳效率,有两个因素(其一,在主辅功放后面各加一段相应长度的微带线,称之为峰值补偿线;其二,辅助放大器的栅极偏压)通过优化峰值补偿线的长度和辅助放大器的栅极偏压而获得峰值效率点。用 2 只 LDMOS 管 MRF19045 进行仿真设计,主功放工作于 AB 类, $V_{gs} = 3.77 \text{ V}$, 辅助功放工作于 C 类, $V_{gs} = 2.65 \text{ V}$, 其仿真原理图如图 11 所示,仿真结果如图 12 所示。图 12(a)表明辅助放大器栅极偏压对获得峰值效率点的影响,图 12(b)可见在输出功率为 10 W 之时,Doherty 结构放大器的功率附加效率(PAE)比平衡结构功放提高了 8%,图 12(c)为源极效率与输出功率的关系图。

3 前馈 Doherty 功率放大器

将图 11 设计的 Doherty 功放应用到前馈系统当中,根据仿真结果图 12(c)可知 Doherty 功放的源级效率 η_D 为 20.865%,则可根据图 8(c)获知前

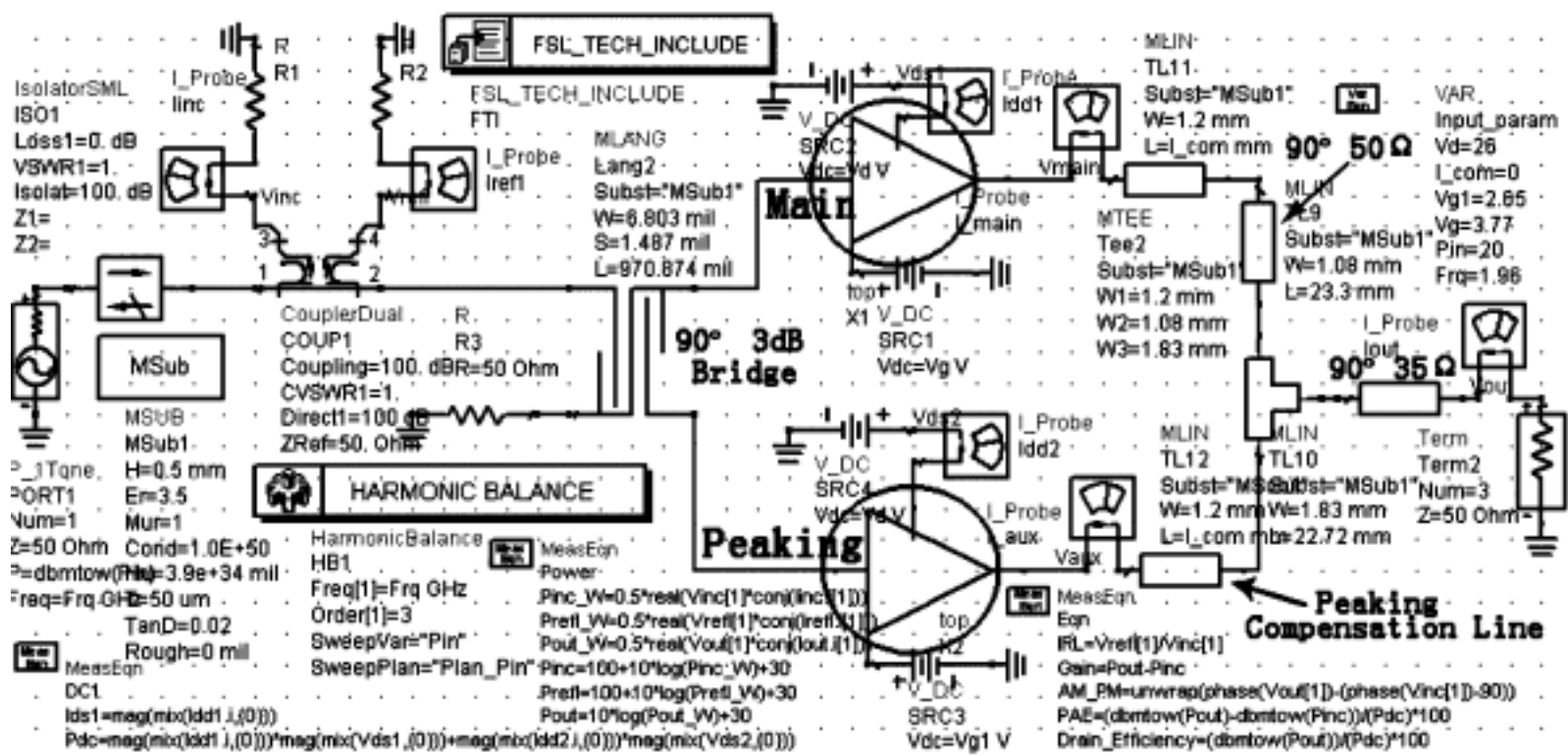
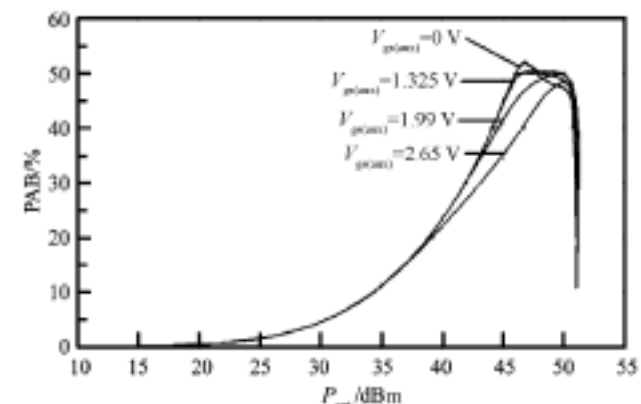
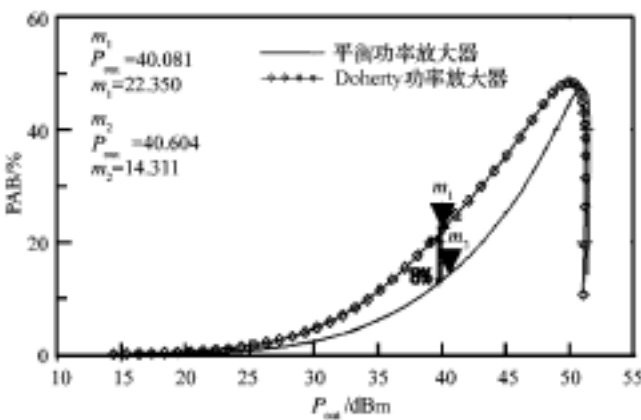


图 11 Doherty 功放仿真原理图

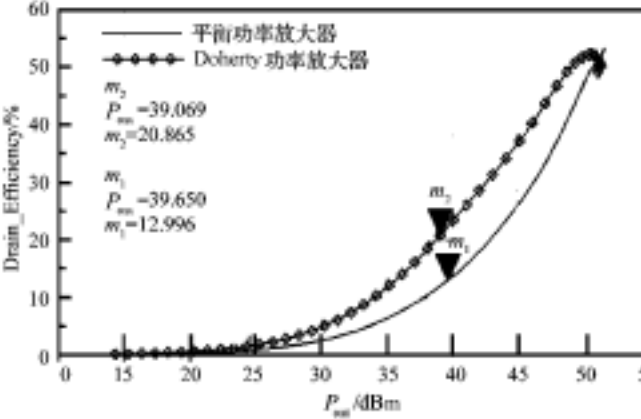
Fig.11 Simulation of Doherty power amplifier



(a) 辅助功放 R_{gs} 对峰值效率点的影响



(b) Doherty 功波与平衡结构功放PAE比较图



(c) Doherty 与平衡结构功放谐波效果比较图

图 12 Doherty 功放仿真结果图

Fig.12 Simulation result of Doherty power amplifier

馈系统输出耦合器的最佳耦合度 C_{bc} 为 13 dB; 同时, 太大的 C_{bc} 会增加误差放大器的设计难度, 这里取定 C_{bc} 为 10 dB。最终设计的前馈 Doherty 功率放大器仿真原理图如图 13 所示, 其误差放大器和主功放前置推动放大用 ADS 理想放大器模型, 假定误差放大器源级效率 η_{error} 为 5%, 所有耦合器和延时线插入损耗 L 共为 1.5 dB。图 14 为仿真结果, 图 14(a) 和 14(b) 为三阶和五阶失真情况, 图 14(c) 表明在输出功率 10 W, 三阶交调失真 IMD 达 -65 dBc 时, 其效率可达 15%, 相对于用平衡结构构成的前馈功率放大器, 其效率提高了 5%。

4 结 语

分析了前馈系统中相位、幅度、延时的不平衡性对前馈系统线性度的影响, 仿真了可调衰减器和移相器的精度对信号抵消的影响, 还分析了前馈系统中的效率因素以及输出端耦合器的最佳耦合值的选择, 为前馈功放的系统和部件设计时各项指标要求和折衷选择给出了理论依据; 用 LDMOS 管 MRF19045 设计仿真了一个高效率的 Doherty 功率放大器, 输出功率为 10 W 时, 相对于一般的平衡结构放大器其功率附加效率 (PAE) 提高 8%。取定衰减器可调步长 0.01 dB, 移相器可调步长 0.1 度, 输出耦合器耦合度 C_{bc} 为 10 dB, 最后将 Doherty 功放作为主功率放大器设计仿真了前馈系统, 与用平衡结构功放作主功放时相比, 在输出功率 10 W、三阶 IMD 达到 -65 dBc 时, 其系统总效率提高了 5%。

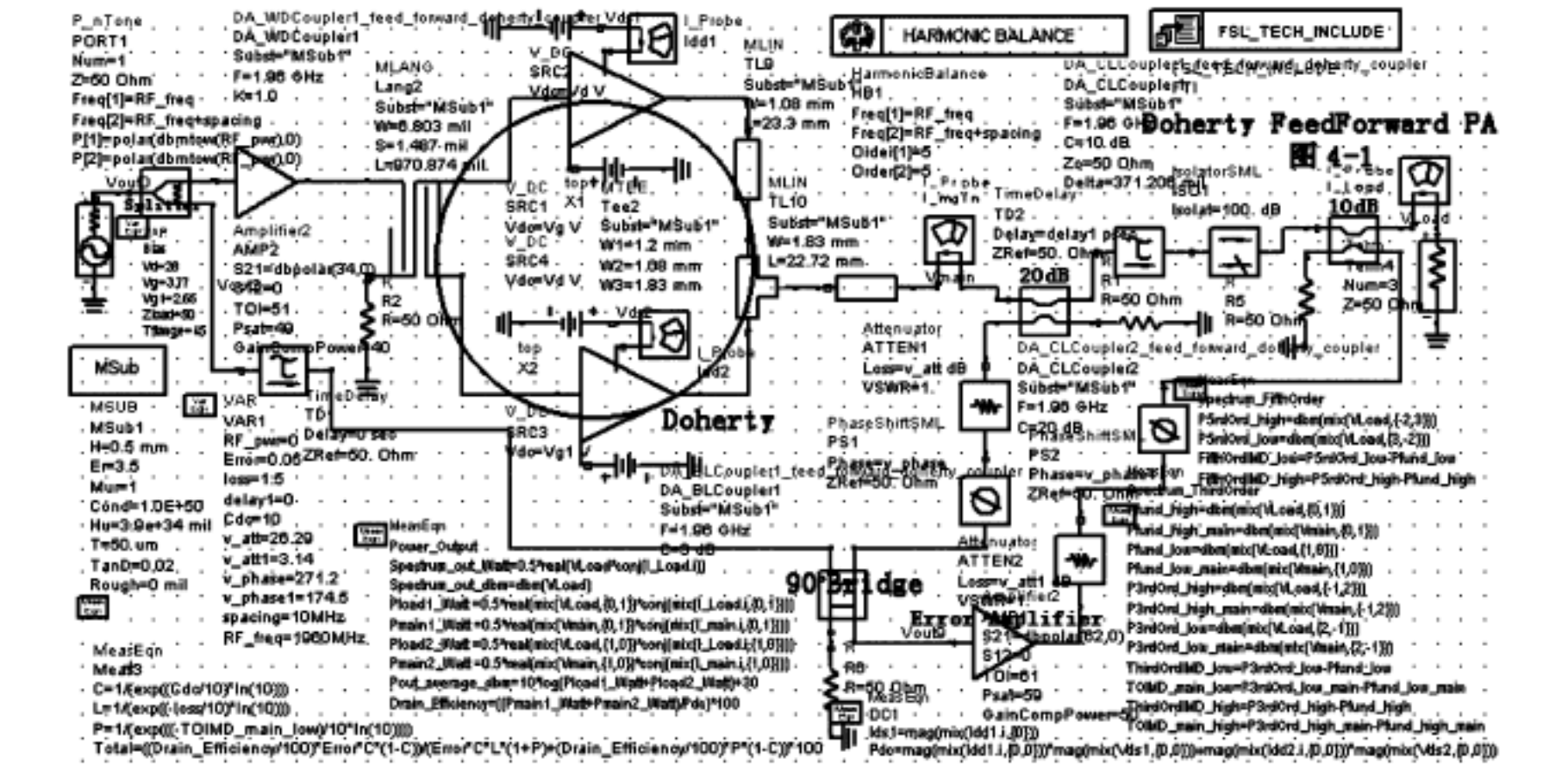


图 13 前馈 Doherty 功放仿真原理图

Fig.13 Simulation of feed-forward Doherty power amplifier

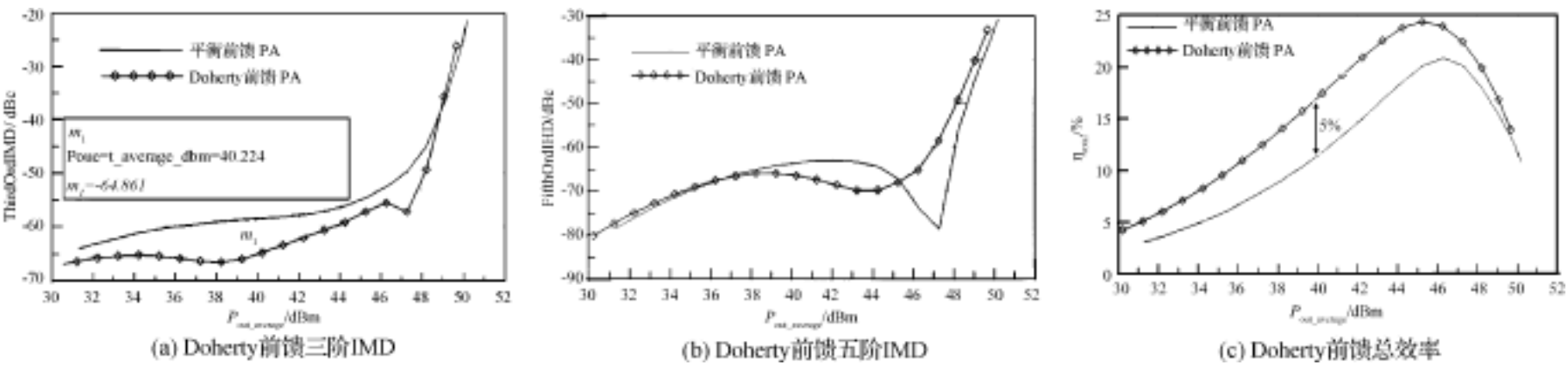


图 14 前馈 Doherty 功放仿真结果图

Fig.14 Simulation result of feed-forward Doherty power amplifier

参考文献:

[1] SU D, MCFARLAND W . An IC for linearizing RF power amplifiers using envelope elimination and restoration[J] . IEEE Journal of Solid-state Circuit, 1998, 33(12): 2252-2258 .

[2] STENGEL B, WILLIAM R . LINC power amplifier combiner method efficiency optimization [J] . IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49 (1) : 229-234 .

[3] STAPLETON S . Adaptive Feedforward linearization for RF power amplifiers [R] . Vancouver: Electrical Engineering Dept, Simon Fraser University, Canada, 2000:179-185 .

[4] ROBERT G . A broadband DSP based Feedforward amplifier liberalizer [D] . Calgary: The University of

Calgary, 2001 .

[5] KANG S, JUNG Y, LEE I . Novel analysis of the cancellation performance of a Feedforward amplifier[R] . Taejun: Electronics and Telecommunications Research Institute, 1997:72-75 .

[6] KOME V . RF power amplifier design use LDMOS semiconductors[R] . Philips Semiconductors, Foxborough, MA, 2005:29-31 .

[7] RAAB F, ASBECK P, CRIPPS S, et al . RF and microwave power amplifier and transmitter technologies-Part 3[J] . High Frequency Electronics, 2003, 2(5): 34-48 .

[8] JIN Zhong-xian .High efficient and high linear multi-carrier power amplifier for wireless communications [R] ICU: RERC,2005 .