

摘 要

本论文是作者在华为公司实习期间，根据公司拟定的工作内容，结合学校及指导老师的要求，依据所从事的实际工作内容来撰写完成的。

现代无线通讯技术给我们的日常生活和经济发展带来了翻天覆地的变化。

功率放大器是无线通讯系统中最重要的模块之一，随着无线通讯技术的快速发展，对功率放大器的性能也随之提出了越来越高的要求。在功率放大器的众多指标中，饱和输出功率、效率以及线性最为射频工程师所关注，提高这些指标的性能，始终是射频工程师孜孜追求的目标。

Doherty功放技术即是众多提高功放效率技术中的一种。因为其由两个功率管组成，所以这种技术同时也可以提高功放的饱和输出功率，再结合数字预失真（DPD）技术用于提高线性，使得该技术拥有明显的优势，成为当前功放技术的主流。世界范围内的很多大型通信设备制造商，诸如爱立信、诺基亚-西门子、阿尔卡特-朗讯、高通、华为、中兴等，其基站产品中都不乏Doherty功放的身影。

作者在华为公司从事Doherty功放研究和设计的工作过程中，发现这种技术存在两个方面的缺陷，这两种缺陷对功放的饱和输出功率和效率均有不同程度的影响，为了改善该缺陷，业界提出了改进型Doherty功放结构——A-Doherty（即非对称Doherty）功放，A-Doherty功放大体有四种实现方式，为了验证A-Doherty功放的实际性能，笔者取其中的两种形式相结合，实现了一种新型A-Doherty功放，按照如下指标要求设计并加工出若干块功放单板，经过反复调试，使其性能达到最优，并与传统对称Doherty功放（相对于A-Doherty功放而言）加以对比。实践证明A-Doherty功放完全可以达到预期目标，在线性没有明显恶化的情况下，较大幅度的提高了功放效率，具有明显优于传统对称Doherty功放的性能。

在整个课题的实施过程中，作者的主要工作有：

1. 指出传统对称 Doherty 功放存在的两点不足，
2. 提出 A-Doherty 功放的一种新的实现形式，
3. 按照指标要求选择器件并设计 A-Doherty 功放，
4. 对 A-Doherty 功放进行 ADS 仿真，在理论上加以验证，
5. 设计、加工 A-Doherty 功放单板，并进行调试，测试其性能，

6. 把A-Doherty功放单板测量结果与传统对称Doherty功放单板测量结果以及A-Doherty功放仿真结果分别进行比较, 并对实测结果以及比较结果加以分析。

关键词: Doherty 功放, A-Doherty 功放, 线性, 效率, 饱和输出功率

ABSTRACT

During the practicum period in Huawei, according to the company's work to develop the content of the school and the guidance of the teacher's request, based on the actual work involved the author completed this paper.

Modern wireless communication technology to our daily lives and economic development has undergone enormous changes.

Power amplifiers in communication systems are the most important one of the modules, wireless communication technology with the rapid development of power amplifier performance have also put forward more and more demands. Power amplifier at the many indicators, the saturation output power, efficiency and linearity of RF engineers the most attention, improve the performance of these indicators is always RF Engineer diligently pursue.

Doherty amplifier is one of the many technologies that improve efficiency power amplifier technologies. Because of its power from two tubes, so this technology can also improve the saturation output power amplifier combined with digital pre-distortion (DPD) technology to improve linearity, making the technology has a clear advantage, has become the amplifier technology mainstream. A lot of worldwide large-scale manufacturers of communications equipment, such as Ericsson, Nokia - Siemens, Alcatel - Lucent, Qualcomm, Huawei, ZTE, etc., and its base station products that are there is no lack of Doherty amplifier figure.

The author engaged in Doherty power amplifier research and design work of the course and found that both the technology gaps exist, these two shortcomings of the power amplifier saturation output power and efficiency of the impact of varying degrees, in order to improve its performance, response to the question of its existence, the industry put forward a modified Doherty amplifier structure ---- A-Doherty (that is, non-symmetrical Doherty) amplifier, A-Doherty amplifier has four implementation methods in order to verify A-Doherty amplifier's actual performance, I take four A-Doherty amplifier in combination of two forms, a new implementation of A-Doherty

amplifier, in accordance with the requirements of the following indicators to design and processing of the block out certain types of reactive Fang SBC, through repeated testing, optimization, so that to achieve optimal performance with traditional symmetrical Doherty amplifier (as opposed to A-Doherty amplifier in terms of) be compared. Practice has proved that A-Doherty amplifier can be achieved the desired objective, with obviously superior to the traditional symmetrical Doherty amplifier performance.

At the whole issue of the implementation process, the author's main job there is:

1. Pointed out that the traditional symmetrical Doherty amplifier existence less than two points.
2. A-Doherty amplifier made of a new form of implementation.
3. The indicator device in accordance with the selection and design A-Doherty amplifier.
4. Of A-Doherty amplifier for ADS simulation, in theory, be validated.
5. Design processing A-Doherty amplifier veneer and debugging, testing its performance.
6. Put A-Doherty amplifier PCB measurement results with the traditional symmetrical Doherty amplifier PCB measurement results, as well as A-Doherty amplifier separately to compare simulation results and measured results, as well as the results of the comparison analysis.

Key words: Doherty amplifier, A-Doherty amplifier, Efficiency, Linear, Saturation output power

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

签名： 殷家斌 日期： 年 月 日

关于论文使用授权的说明

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后应遵守此规定）

签名： 殷家斌 导师签名： 王锡良
日期： 2009 年 5 月 日

第一章 绪论

1.1 功率放大器概述

在无线通信系统的发射模块中，功率放大器用于发射机的末级，见图 1-1。其作用是将高频已调波信号进行功率放大，以满足发送功率的要求，然后经过天线将其辐射到空间，保证在一定区域内的接收机可以接收到满意的信号电平，并且不干扰相邻信道的通信。

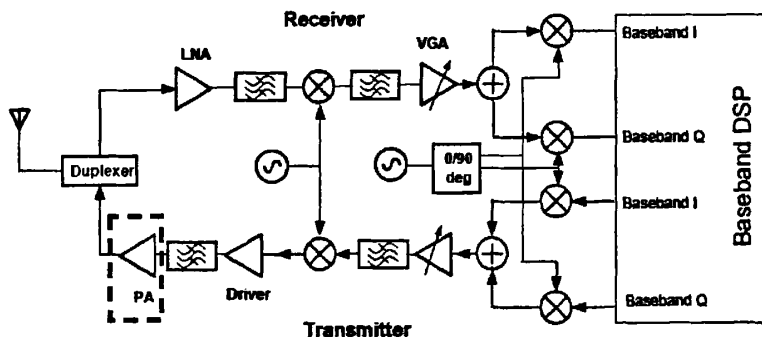


图 1-1 功放在无线通信收发系统中所处的位置^[1]

功率放大器是通信系统中发送部分的重要组件，为了适应大批量商用，对基站功率放大器提出了如下的要求：可靠性高，这往往是系统的瓶颈；效率高，常常占据基站整机功耗的很大比例；线性度好，为了避免失真，基站越来越多采用线性功放；成本低，往往占基站成本很大一部分比例；体积小，一般占据系统较大部分；可维护性强，许多是独立模块，有监控保护功能；易生产，尽量降低装配调试难度。由于无线带宽异常紧张，各种新技术要求在很窄的频段内传送尽量多的数据，就必须有复杂的调制方式，因此对功率放大模块的线性度提出很高的要求，在大多数现代的调制技术如WCDMA中，都运用了非恒包络调制方式，并且峰值和平均值相差较大，为了满足线性度的要求，往往采用一定功率回退的方法来达到线性度的提升，随着功率的回退，放大器的效率就会大大的降低，射频功率放大器的线性化和高效率之间是相互矛盾的^[2-3]，而这两个指标又是射频功率

放大器中最为人们关注的焦点，且因为射频功率放大器在整个基站设备中的重要地位，导致关于射频功率放大器的研究成为业界的热点，得到越来越广泛的研究和重视。

1.2 功率放大器主要技术指标

1.2.1 功率放大器的工作频率范围

放大器的工作带宽是指功率放大器满足各级指标的工作频率范围。放大器的实际工作频率范围可能会大于定义的工作带宽。按其工作频带的宽窄划分为窄带高频功率放大器和宽带高频功率放大器两种，窄带高频功率放大器通常以具有选频滤波作用的选频电路作为输出回路，故又称为调谐功率放大器或谐振功率放大器；宽带高频功率放大器的输出电路则是传输线变压器或其他宽带匹配电路，因此又称为非调谐功率放大器^[4]。

本文中设计到的功率放大器应用于无线通信系统中 WCDMA 基站，工作频率范围为 2110MHz--2170MHz。

1.2.2 功率放大器的增益

功率放大器的增益代表了放大器对输入信号的放大能力，一般用 G 来表示。其表达式为^[5]：

$$G = 10 * \log \frac{\text{输出功率 (W)}}{\text{输入功率 (W)}} (\text{dB}) \text{ 或}$$

$$G(\text{dB}) = \text{输出功率 (dBm)} - \text{输入功率 (dBm)} \quad (1-1)$$

1.2.3 功率放大器的增益平坦度

它定义为放大信号输出幅度随频率的变化量。它用于工作频率范围内最大输出幅度与最小幅度(用dB单位)差值表示。该差值即是用dB表示的放大器输出幅度随频率变化的峰—峰值。例如，要求带内波动小于等于0.3dB时，可表示为 $\Delta G \leq 0.3\text{dB}$ 应指出，该指标不计入幅度随温度的变化量。当放大器件确定后，放大器幅频特性主要决定因素是输入、输出、级间匹配特性。定义为：

$$\Delta G = G_{\max}(dB) - G_{\min}(dB) \quad (1-2)$$

其中 G_{\max} 和 G_{\min} 为功放在工作频率范围内的最大增益和最小增益。如图 1-2 所示：

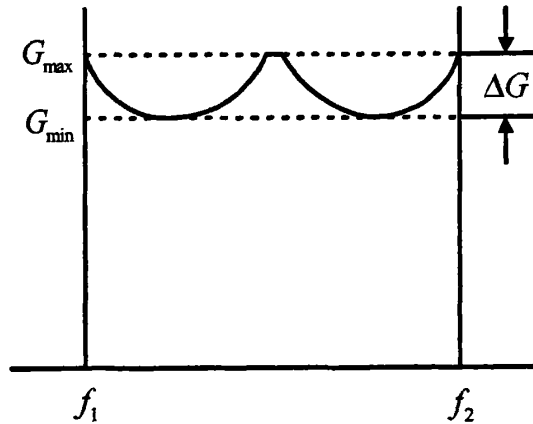


图 1-2 功率放大器的增益平坦度

1.2.4 功率放大器的线性

线性是功率放大器的一项重要指标。功放大部分时间工作在大信号状态下，且功率管对原始信号进行的放大是非线性的。衡量非线性的参数有交调失真、互调失真、谐波失真、幅度失真、相位失真等。其中影响最严重的是三阶交调失真。在通信系统中最常用“临近信道功率比”（Adjacent Channel Power Ratio，简称“ACPR”）来衡量功率放大器的非线性程度。

1.2.5 功率放大器的效率

功率放大器的效率是指功放管将直流功率转换成射频功率的效率。它有两种表示形式：漏极效率 η 和功率附加效率 PAE。

其中，漏极效率定义为输出的射频功率与所消耗的直流功率的比。

$$\eta = \frac{\text{输出射频功率 (W)}}{\text{消耗的直流功率 (W)}} \times 100\% \quad (1-3)$$

功率附加效率定义为输出射频功率减去输入的射频功率，然后再除以消耗的

直流功率，功率附加效率更能体现功放管的功率转换能力。

$$PAE = \frac{\text{输出射频功率}(W) - \text{输入射频功率}(W)}{\text{消耗的直流功率}(W)} \times 100\% \quad (1-4)$$

1.2.6 功率放大器的饱和输出功率

饱和输出功率即功放管的最大输出功率。

当输入功率较低时，输出功率和输入功率成线性比例关系。然而，当输入功率超过一定的量值之后，晶体管的增益开始下降，最终结果是输出功率达到饱和。当放大器的增益偏离线性范围，比其小信号增益低 1dB 时，此点就被成为 1dB 压缩点，对于功放通常取 1dB 压缩输出点。同理可以定义 3dB 压缩点，如图 1-3 所示。工程上习惯将 3dB 压缩点作为功放的饱和输出功率。

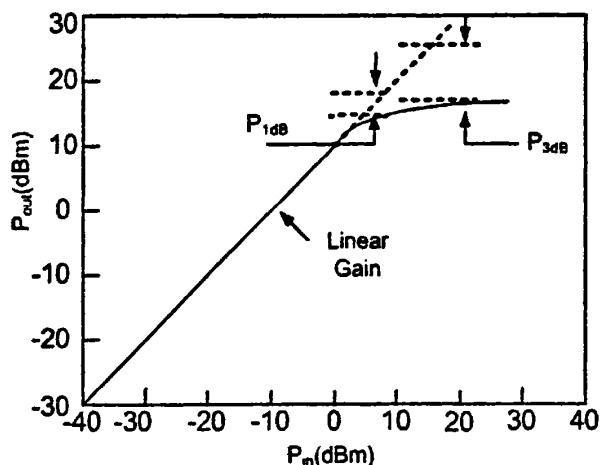


图 1-3 P_{1dB} 压缩点、 P_{3dB} 压缩点示意图

1.3 功率放大器的工作状态分类

功率放大器根据工作状态可分为 A 类，AB 类，B 类，C 类，D 类，E 类，F 类功放。在功率放大器的运用中，工作状态的确立跟放大器的非线性和效率有着密切关系，在本文 A-Doherty 功率放大器设计中主要涉及到 A 类、AB 类、B 类和 C 类功放。如图 1-4 所示，下面就对这四种工作状态结合 LDMOS 管作一简单

介绍。

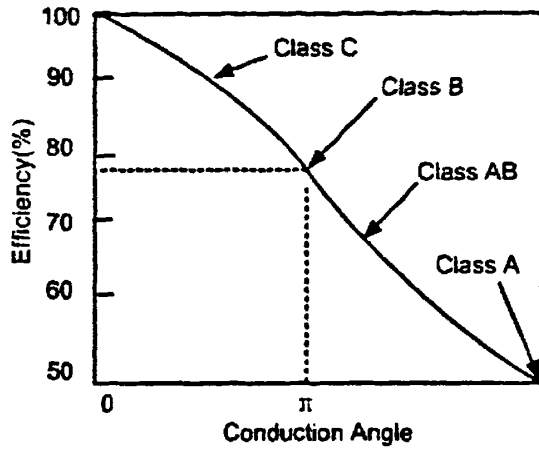


图 1-4 功率管工作导通角与效率之间的关系

1.3.1 A 类功率放大器

在 A 类工作状态下，功放管总是工作在放大区，此种情况下，功率管的输入信号整个周期都是导通的(放大区)，或即导通角为 360 度。如图 1-5 所示，直流偏置点一般设置在截至点和饱和点中点附近，A 类放大器和其他类型的放大器相比能够提供最佳的线性度，但缺点是效率较低。

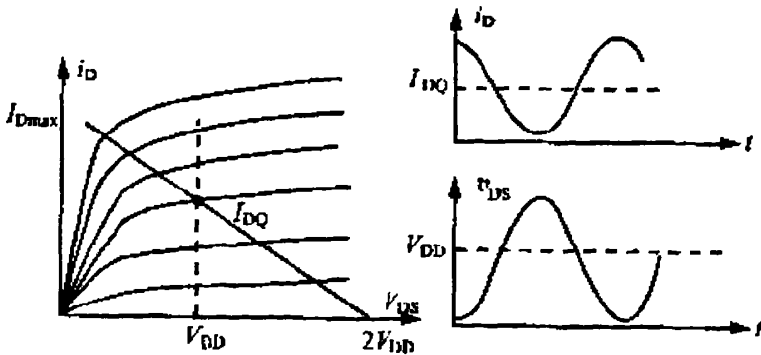


图 1-5 A 类功放负载线和输出电流、电压波形^[6]

1.3.2 B类功率放大器

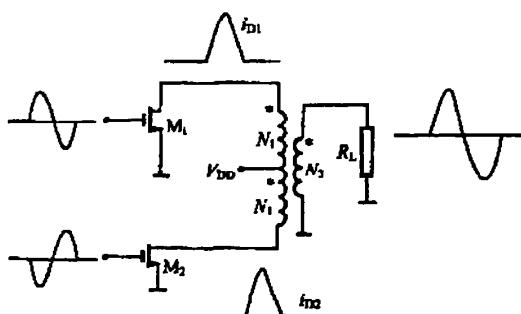


图1-6 推挽形式场效应管B类功率放大器^[6]

在B类工作状态下，功放只有半个周期工作在放大区(导通)，另外半周期截至，即导通角为180度，B类功放在静态时电源不消耗功率，因此效率较A类放大器大大提高，理论上可达到78.5%。在B类工作状态下，直流偏置点设置在截至点上。B类放大器一般都做成推挽形式，两个半波在负载上合称为一个正弦波，所以仍视为线性放大器。但由于P型双极型晶体管一般不易作成高速，因此在射频段常采用如图1-6所示的两只N沟场效应管构成的B类功率放大器电路。

1.3.3 AB类功率放大器

B类功放的效率虽然高于A类功放，但非线性失真却比A类功放大，尤其是输入信号较小时，B类功放的非线性失真严重，这是因为导通电压所致的交越失真，为了解决这一问题，可将功放管设置一定的放大偏置，使功放管工作时导通时间在半个周期以上(导通角大于180度)，如图1-7所示，此类功放称之为AB类功放，AB类功放失真小于B类功放，效率小于B类功放。

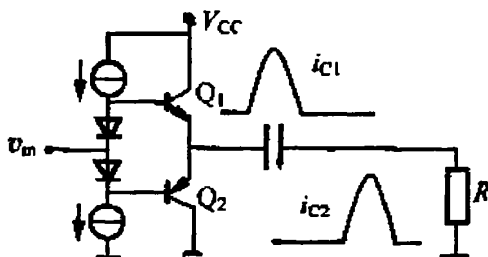


图1-7 AB类功率放大器^[6]

1.3.4 C类功率放大器

功率放大器的导通时间小于半周期的功放管称为C类功放,在此中放大器中,导通角小于180度,虽然C类放大器在四类放大器中非线性失真是最严重的,但是其效率最高,在射频电路中结合选频电路也得到了广泛的应用。如图1-8所示

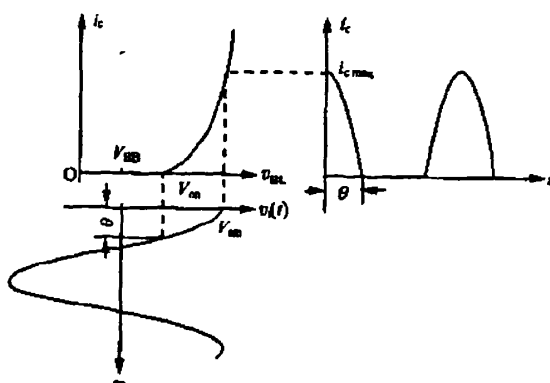


图1-8 C类功放集电极电流^[6]

在本文中提到的 Doherty 以及 A-Doherty 功放技术中,主要涉及到 AB 类和 C 类两种工作模式。

1.4 提高功放效率的几种技术

前面已经提到过,效率是功放设计工程师从事功放设计时最关注的指标之一,因此追求更高的效率可以说是工程师们“永恒的追求”。当前业界用于调高放大器效率的技术主要包括, Kahn 包络分离和恢复技术,包络跟踪(ET)技术, LINC 技术以及 Doherty 技术等。下面就前几种提高效率技术的基本原理作一简单描述, Doherty 功放技术将在接下来的章节中作更详细透彻的阐述。

1.4.1 Kahn 包络分离和恢复技术

Kahn包络分离和恢复技术首先由Kahn在1950年研发出来用于改善短波广播发射机的效率^[7],与线性功率放大器不一样, Kahn EER发射机具有输出功率电平回退的整个动态范围内的高效率的特点,平均效率要比传统的线性放大器高3~5倍^[8-9],传统的模拟Kahn包络分离和恢复方案中,需要专门的器件来分离振幅(包

络)和RF相位调制信号,一种类型的功率放大器负责包络信号放大,而另一类功率放大器则馈入常数包络RF信号,如图3-1所示,常包络RF信号能使用B类、E类、或F类等高效率工作模式进行放大,不必考虑线性的失真。功率放大器最后一级的振幅调制恢复相位调制载波信号的包络,产生输入信号幅度的复制。为了减小相位和振幅的“对不准”,延迟线是必要的。加入输出包络反馈电路可减小互调失真^[10]。无线应用的现代发射机中,包络和相位调制信号使用数字信号处理(DSP)技术,很容易分开产生,如图1-9所示。这样具有常数包络的相位调制信号使用直接或二次变换方案上变频到希望输出的RF频率上,对于直接变换方案,包含由相位信息的基带信号直接调制到RF载波上。

简而言之,Kahn包络分离和恢复技术就是将含有信息的包络信号和常数RF信号分别进行放大,然后再合成的一种用于提高效率的技术。

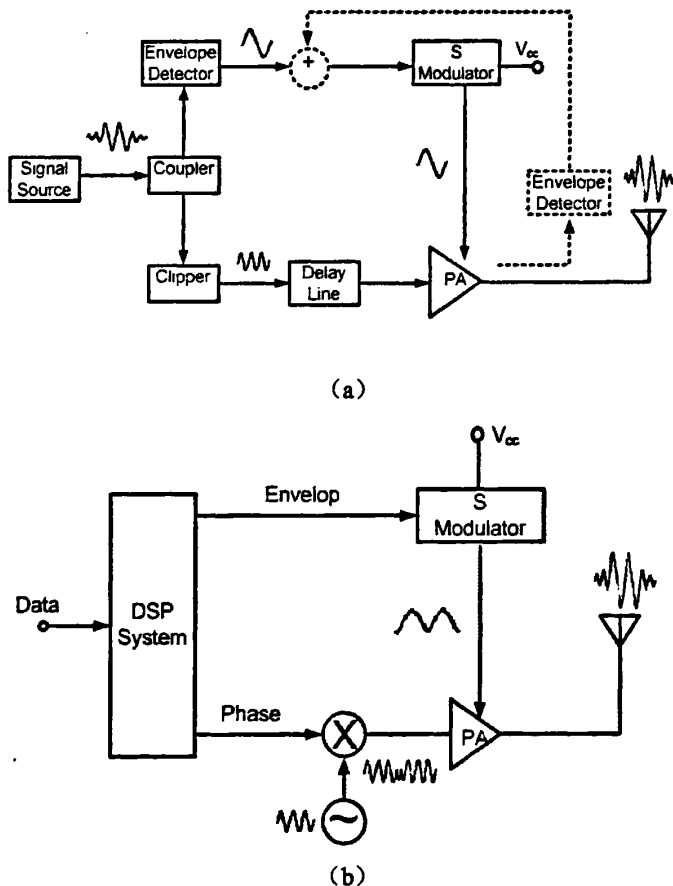


图1-9 Kahn EER发射框图

1.4.2 包络跟踪 (ET) 技术

包络跟踪 (Envelope Tracking) 技术,就是利用放大器功率管工作在饱和状态时其效率高的原理来实现高效率的目的。功率放大器的集电极(漏极)效率可由下式分析得到:

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{dc}} = \frac{1}{2} \frac{V_{RF} I_{RF}}{V_{dc} I_{dc}} \quad (1-5)$$

式中 $P_{RF} = 1/2 * V_{RF} I_{RF}$ 是基波输出功率, $P_{dc} = V_{dc} I_{dc}$ 是消耗的直流功率。 V_{RF} 是漏极(集电极)基波电压振幅, I_{RF} 是基波电流幅度, I_{dc} 是消耗直流电流, V_{dc} 漏极(集电极)直流供电电压。当导通角一定时,基波电流 I_{RF} 与消耗的直流电流 I_{dc} 之间的比值是一个常数。因此放大器的效率取决于基波电压幅度 V_{RF} 与漏极(集电极)供电电压 V_{dc} 之间的比值,当输出的漏极电压幅度 V_{RF} 一定时,就可以通过降低漏极(集电极)供电电压或者增加负载电阻的方式来实现效率的提升了。

因为集电极效率正比于基波电压振幅与直流供电电压之比,假设负载和直流供电电压保持为常数,输出功率比峰值功率低 10dB,这个比值会变得非常小,但是,一般情况下对 CDMA2000 或 WCDMA 发射机而言,输出功率变化的动态范围大约 80dB,需传递信号的基波的最大统计平均发射功率也比峰值输出功率低 15~25dB。因此,包络跟踪技术对输出功率宽动态范围工作,功率放大的增加效率是非常有用的,所谓的包络跟踪就是根据 RF 信号包络改善直流供电电压。

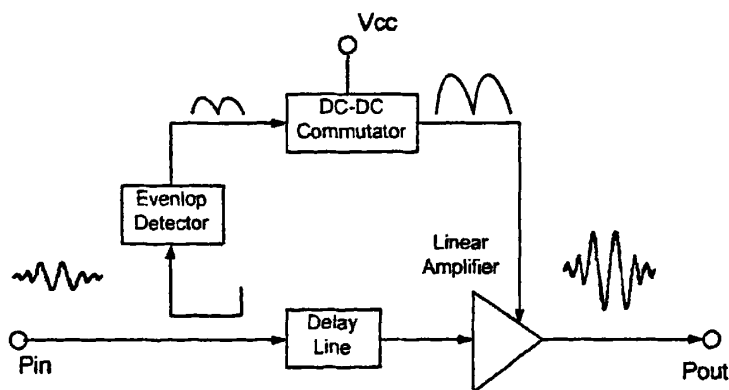


图 1-10 具有数字控制的功率放大器包络跟踪方框图

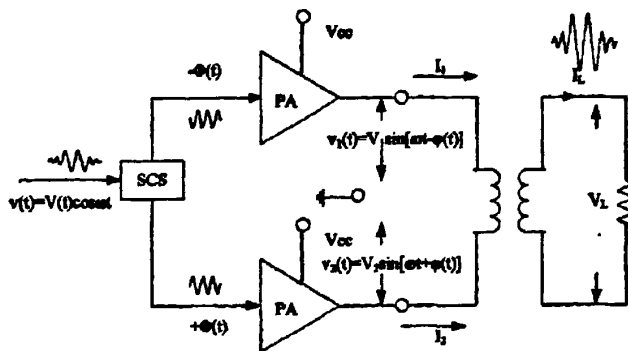
图 1-10 所示为模拟控制的功率放大器包络跟踪方框图,包络检波器用于检测输入信号的包络^[11-13],方案中用了 DC-DC 变换器,可以对线性功率放大器的供

电电压进行动态控制，延迟线是必须的，用以补偿由于包络反馈途径引起的包络和 RF 信号之间的相位“对不准”。与 Kahn EER 技术不一样，包络跟踪系统由线性功率放大器，没有限幅器。

1.4.3 LINC 技术

LINC 技术的前身是异向功率放大器，于 1935 年研发出来，用于改善调幅广播发射机的效率和线性度^[14]。很长时间以后，该技术被扩展用于微波频率，名称改为 LINC，全称是“使用非线性元件的线性放大器”（Linear amplification using Nonlinear Component）^[15]。LINC 发射机的原理十分简单，有点类似于 Kahn 包络分离和恢复技术，DSP 产生两个独立的幅度和相位调制信号，每个信号都取正交(I-Q)格式。这两个信号由 I-Q 调制器上变频，产生两个独立的调相信号，分别加到高效率输出功率放大器上，然后在输出端与放大的 FM 信号合成。信号通过 180 度反相合成使所有不希望的失真抵消，通过同相合成使所有需要的信号叠加。这一方法的难点在于 DSP 产生原始正交信号对，它是功放输出端进行上述抵消和叠加所要求的。这种提升效率和线性化技术另一个关注方面是要求对两个通道进行幅度和相位的匹配，为了获得最佳的性能，对此必须严格控制。

图 1-11 (a) 给出了一种简单的 LINC 功率放大系统^[16]。输入的振幅调制信号通过信号分量分离器 (Signal Component Separator, SCS) 产生两个恒包络，具有不同相位 $+\Psi(t)$ 和 $-\Psi(t)$ 的两个正弦信号。这两个信号被非线性功率放大器放大再叠加在一起产生输出振幅调制信号。峰值输出功率当 $\Psi(t)=90^\circ$ 时得到，此时从功率放大的电流具有相同的振幅 $I_L=I_1=I_2$ ，然后同相相加，类似推挽工作。零输出功率



(a)

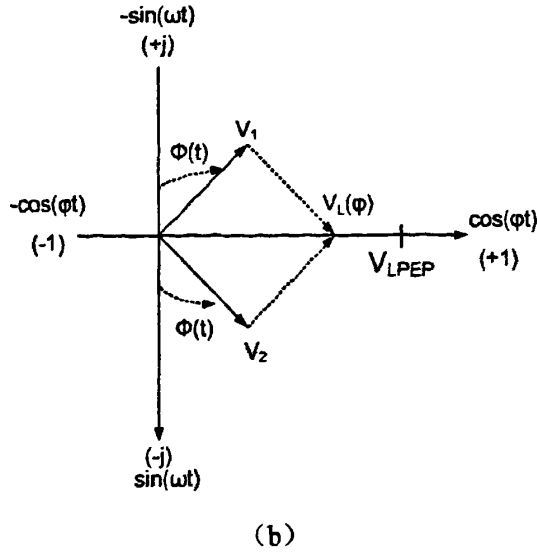


图 1-11 简单的异相功率放大器系统 (LINC)

对应于 $\Psi(t)=0^\circ$ 时的信号，功率放大器出来的电流相互抵消，即 $I_L=0$ 。相位在 $0^\circ < \Psi < 90^\circ$ 的值产生输出电压振幅的中间值。如图 1-11 (b)，时变的相位可利用输出电压 V_1 和 V_2 的矢量和写出，如下式：

$$\Psi = \arcsin (V_L / V_{LPEP}) \quad (1-6)$$

式中 $V_L=I_L R_L$ 是负载电阻凡两端的电压幅值； V_{LPEP} 是对应峰值包络功率时的最大电压输出振幅值。

前面提到了三种提高功率放大器效率的技术，除此之外，还有 Doherty 功放技术。它们效率曲线的对比如图 1-12 所示。

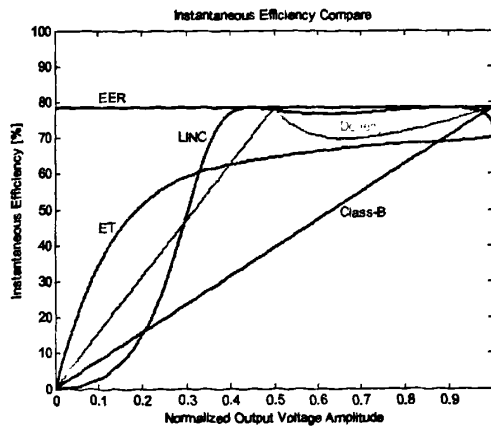


图 1-12 几种提高功放效率技术的理想效率曲线的对比

1.5 Doherty 功放的历史和现状

1.5.1 Doherty 功率放大器的历史

1936年，贝尔实验室的WH. Doherty提出Doherty电路的概念。该电路最初是应用于真空管中。为低平均效率的传统振幅调制提高效率的替代品。

1938年，Doherty电路首次被商用于一个50千瓦的发射机，在路易斯安娜，肯州。图1-13就是Doherty电路早期被应用于真空管放大器的原理图^[17]。

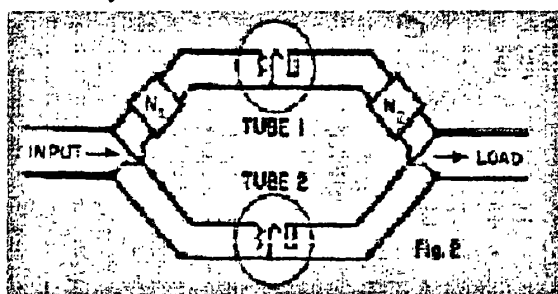


图1-13 Doherty功率放大器最初的模型

之后的很长一个时期内，人们对Doherty技术的关注热情有所减弱，直到近些年将Doherty功放技术引入微波领域后，才引起工程师们的极大关注。

1.5.2 Doherty 功率放大器的现状

当前在业界，Doherty功放技术在基站功放中占据着主流地位，包括国外的爱立信、阿尔卡特-朗讯、摩托罗拉，国内的华为、中兴等各大无线通信设备制造商，几乎都采用了Doherty功放技术提高效率，同时提高其产品的市场竞争力。前几年，以Doherty功放技术提高效率，配合前馈技术（FeedForward）提高功放的线性，曾成为基站功放技术的典范，但是由于前馈技术存在的效率低、生产难度大、体积大、可靠性低以及成本高等缺点，近几年逐渐由数字预失真技术（DPD）所取代。现在，以Doherty功放提高效率，结合DPD技术提高线性的做法，已成为全球各大通讯设备制造商应用的主流技术模式。Doherty功放被业界普遍认为是提高效率最有前景的一种结构。

1.6 本论文的选题

本论文的选题来源于电子科技大学与华为技术有限公司的合作。作者在华为技术有限公司实习期间，从事传统对称两路 Doherty 功放的改进型之一——A-Doherty 功放的研究与设计工作，本论文即是作者在该项工作的基础上，结合理论分析撰写完成的。A-Doherty 功放与传统对称 Doherty 功放有所不同，它的主体部分由两个不同功率管组成 Doherty，且输入功率在两个不同的功放管之间的功率分配也是不相等的，实现了“双重”的非对称。

本课题是用两个不同的LDMOS管实现一个76瓦用于WCDMA基站的新型A-Doherty功放，其主要设计指标为：

1. 平均输出功率 76W，峰值功率 417W，
2. 中心工作频率 2140MHz，带宽 60MHz，
3. 在 76W 输出功率下，漏极效率大于 42%，
4. 饱和功率回退 7.4dB、76W 输出功率下，校正后的 ACPR 小于-58dBc，
5. 带内增益平坦度小于 1dB，
6. 增益大于 12dB。

第二章 传统对称 Doherty 功放的基本理论

2.1 有源负载牵引理论

有源负载牵引技术是 Doherty 功放技术中最显著的一个特点。因此，在具体讲解 Doherty 功放理论前，有必要先阐述一下有源负载牵引技术。

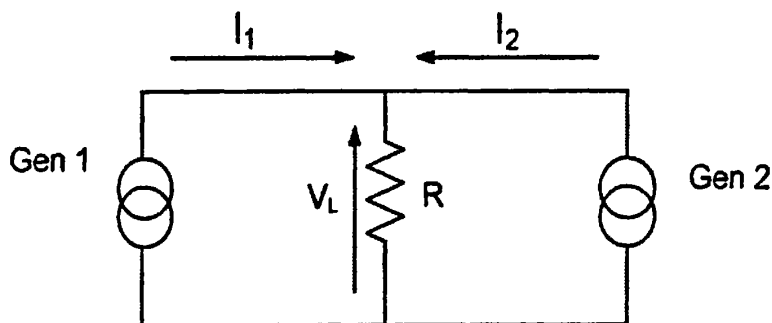


图 2-1 有源负载牵引原理图^[18]

有源负载牵引技术可以由图 2-1 说明。当源 2 输出电流时，源 1 的内阻会随之变化，运用电路分析详细推导如下：

当源 2 和源 1 同时为负载 R 提供电流时，R 上的电压可以表示为：

$$V_L = R[I_1 + I_2] \quad (2-1)$$

源 1 的内阻可表示为：

$$R_1 = R \left[\frac{I_1 + I_2}{I_1} \right] \quad (2-2)$$

同理，源 2 的内阻可表示为：

$$R_2 = R \left[\frac{I_1 + I_2}{I_2} \right] \quad (2-3)$$

上面的式子可以推广到高频段，如图 2-2 所示，此时，电流电压可表示为相位幅度的形式，式 (2-2) 可以表示为：

$$Z_1 = R \left[1 + \frac{I_2}{I_1} \right] \quad (2-4)$$

这样, Z_1 可根据 I_2/I_1 变化而变化, 当 I_2/I_1 相位相同时, Z_1 变大; 当 I_2/I_1 相位相反时, Z_1 变小. 如果源被晶体管的跨导代替的话, 负载牵引的概念可以运用到晶体管放大器中. 这样, 当两个晶体管并行连接, 通过适当设置一个晶体管的偏置, 根据提供电流的大小和相位而改变另一个晶体管的内阻. 此概念可应用于 Doherty 电路中, 在 Doherty 电路中两个晶体管的偏置不同, 采用的晶体管的型号也可以不同.

2.2 Doherty 功放效率公式的推导

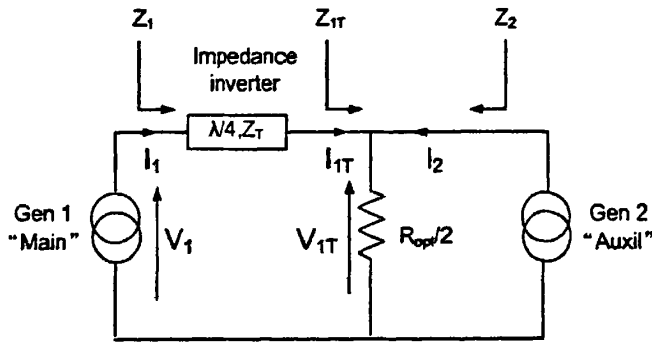


图2-2 Doherty功放原理

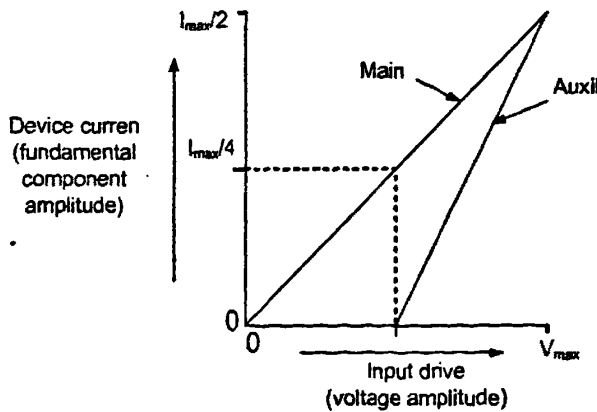


图2-3 随输入电压的增加载波、峰值功放管射频电流的变化

Doherty功放的主要作用就在于在很大程度上提高了功放的效率。图2-2给出了Doherty功放的工作原理，图2-3给出了随输入电压的增加，载波和峰值功放管射流基波电流的幅度变化。在这里假定电流特性可以通过功放管的夹断特性或输入电压幅度等得以控制，设每个功率管具有相同的最大线性电流幅度 I_{max} ，那么最大线性基波电流幅度则为 $I_{max}/2$ 。值得注意的是，图2-2中载波功放和负载间的 $\lambda/4$ 长度的传输线具有阻抗变换线的作用，由式(2-4)可知当 I_2 增加时， Z_{1T} 变大，经过 $\lambda/4$ 阻抗变换线后，载波功放管看到的输出阻抗变小。回退小于6dB时，两个功放管都工作，由图2-3可知各自的射频电流幅度可由下式表示：

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{I_{max}}{4} (1 + \xi) \\ I_2 &= \frac{I_{max}}{2} \xi \end{aligned} \quad (2-5)$$

其中， ξ 介于0和1之间，回退6dB时取 $\xi=0$ ，回退0dB时取 $\xi=1$ 。由式(2-4)的负载牵引关系，可以得出负载两边的阻抗分别为

$$\begin{aligned} Z_{1T} &= \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2}{I_{1T}}\right) \\ Z_2 &= \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_{1T}}{I_2}\right) \end{aligned} \quad (2-6)$$

输入最大功率时， $I_{1T}=I_2=I_{max}/2$ ，所以 $Z_{1T}=Z_2=R_{opt}$ ， R_{opt} 是工作类型中最优负载阻抗，例如对于工作在B类的功放管，

$$R_{opt} = V_{dc} \left(\frac{2}{I_{max}} \right) \quad (2-7)$$

$\lambda/4$ 波长线的特性阻抗为 Z_T ，其具体值待定，其输入输出端的电压电流关系为：

$$\begin{aligned} V_{1T} I_{1T} &= V_1 I_1 \\ \left(\frac{V_{1T}}{I_{1T}} \right) \left(\frac{V_1}{I_1} \right) &= Z_T^2 \end{aligned} \quad (2-8)$$

在 $\lambda/4$ 波长线的输入输出端存在着 90° 的相位差，上式中并没有包含该项。由式(2-8)可得出

$$I_{1T} = \frac{V_1}{Z_T} \quad (2-9)$$

代入式(2-6)中，得到

$$Z_{1T} = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right) \quad (2-10)$$

因此，载波功放看到的输出阻抗为

$$Z_{1T} = \frac{Z_T^2}{Z_{1T}} = \frac{2Z_T^2}{R_{opt} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right)} \quad (2-11)$$

载波功放的输出射频电压幅度为

$$V_1 = I_1 Z_1 = \frac{2I_1 Z_T^2}{R_{opt} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right)} \quad (2-12)$$

考虑到与输入电压幅度相关的系数 ξ ，由式 (2-5) 可得

$$V_1 = \frac{Z_T^2 \left(\frac{I_{max}}{2} \right) (1 + \xi)}{\xi \left(\frac{I_{max}}{2} \right) Z_T R_{opt} \left(1 + \frac{2}{V_1} \right)} \quad (2-13)$$

进一步整理，得

$$V_1 = \left(\frac{Z_T}{R_{opt}} \right) \left(\frac{I_{max}}{2} \right) [Z_T + \xi(Z_T - R_{opt})] \quad (2-14)$$

如果令 $Z_T = R_{opt}$ ，则载波（主）功放的电压就成为与 ξ 无关的函数，输出电压幅度成为一个常数

$$V_1 = R_{opt} \left(\frac{I_{max}}{2} \right) \quad (2-15)$$

结合式 (2-7)，理想的最大电压波动为 V_{dc} 。

由式 (2-8)，通过负载阻抗的电压 V_{1T} 可以通过主功放的电流 I_1 来计算，

$$\begin{aligned} V_{1T} I_{1T} &= V_1 I_1 \\ \left(\frac{V_{1T}}{I_{1T}} \right) \left(\frac{V_1}{I_1} \right) &= Z_T^2 \end{aligned} \quad (2-16)$$

得出

$$\left(\frac{V_{1T}}{I_1} \right) = \left(\frac{I_1}{V_{1T}} \right) Z_T^2 \quad (2-17)$$

所以

$$V_{1r} = I_1 Z_T \quad (2-18)$$

令 $Z_T=R_{opt}$, 所以最总通过阻抗的射频电压为

$$V_{1r} = I_1 R_{opt} \quad (2-19)$$

如果认为在整个输出功率范围内载波（主）功放的电流与输入电压之间是一个线性函数的话，图2-4显示了在整个输出功率范围内，两个功放管的功率均是线性变化的，最后合成在一起，所以最终的输出功率要大于任何一个单管的输出功率。其原因就在于它们所通过的负载阻抗为 $R_{opt}/2$ 。

图2-4给出了在整个功率范围内，载波功放和峰值功放的射频电流、电压的幅度。可以看到，在回退小于6dB的输出功率范围内，载波功放始终保持78.5%的最高效率。输出功率回退到6dB时，峰值功放的输出射频电压降低到最大值的一半，在这个功率范围内峰值功放并没有达到最大效率，但它对整个效率的贡献是与其输出功率成比例的，由于这个时候它的输出功率很低，所以对整体效率的影响也是微不足道的。理想情况下的整体效率是可以计算出来的，假定偏置在B类状态下的功放管在电压摆幅打最大时，效率均为理想的 $\pi/4$ ，随着电压摆幅的降低，效率也成一定比例降低。在回退功率大于6dB输出时，只有载波功放是工作的，其效率

$$\eta_{comp} = \frac{2v_{in}}{V_{max}} \left(\frac{\pi}{4} \right), \quad 0 < v_{in} < \frac{V_{max}}{2} \quad (2-20)$$

回退小于6dB时，两个功放管都工作，根据式(2-7)，射频功率输出

$$P_{comp} = \frac{I_1^2 R_{opt}^2}{2} \frac{2}{R_{opt}} = I_1^2 R_{opt} \quad (2-21)$$

把

$$R_{opt} = V_{dc} \left(\frac{2}{I_{max}} \right)$$

代入上式中，

$$P_{comp} = \left(\frac{I_{max}}{2} \right) \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} \right)^2 V_{dc} \quad (2-22)$$

偏置在B类状态下的载波功放消耗的直流功率

$$P_{dcm} = \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} \right) \left(\frac{I_{max}}{\pi} \right) V_{dc} \quad (2-23)$$

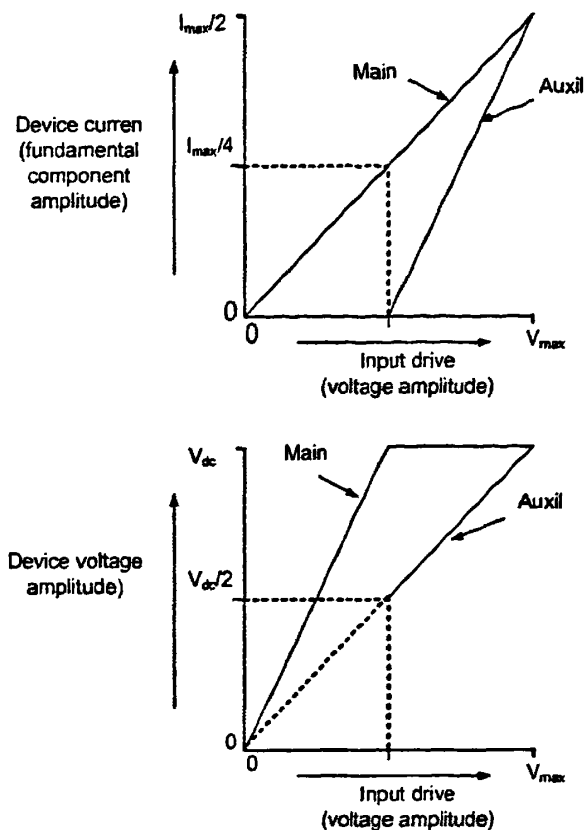


图2-4 功放管输出电压、电流随输入电压的变化

峰值功放消耗的直流功率

$$P_{dca} = 2\left(\frac{v_{in}}{V_{max}} - 0.5\right)\left(\frac{I_{max}}{\pi}\right)V_{dc} \quad (2-24)$$

因此，两个功放管消耗的总功率

$$P_{dc} = \left(\frac{I_{max}}{\pi}\right)\left[3\left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right) - 1\right]V_{dc} \quad (2-25)$$

总的效率，由输入电压来表达即是

$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right)^2}{3\left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right) - 1} \quad (2-26)$$

由式 (2-15) 可以得出，在最大输入功率 $v_{in} = V_{max}$ 以及回退 6dB, 即 $v_{in} = V_{max}/2$

时，均可达到最高效率 $\pi/4$ 。当输入 $v_{in} < V_{max}/2$ 时，效率降低。如图2-5所示。在回退小于6dB的范围内，效率曲线出现了一个“凹槽”，这是因为此时峰值功放还没有完全饱和，效率没有达到最高的原因。峰值功放偏置在C类状态下，使得这个“凹槽”没有那么明显，实际上由理论计算可知，即使是偏置在B类，这个影响也是微乎其微的。而且，在具体的Doherty功放实现中，还可以通过在载波功放支路加一个可调衰减器，降低峰值功放对整个效率的影响^[19]。

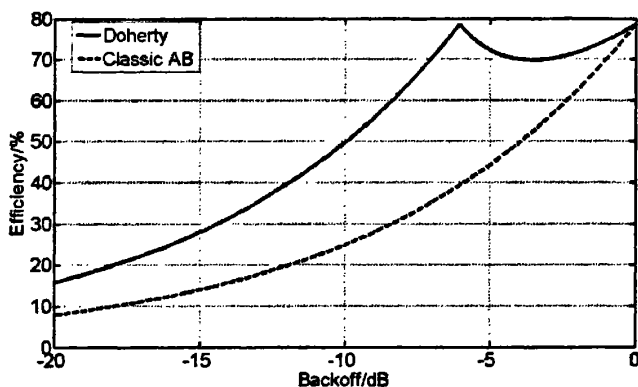


图2-5 Doherty功放与B类功放效率曲线的对比

2.3 传统对称 Doherty 功放的电路结构

Doherty 功率放大器由两个平行的功率放大器组成，如图 2-6 所示。输入功率经由一个功率分配器功分后，分为两个支路。上面的支路称为主支路，该支路上的放大器称为载波放大器，也叫做主放大器，是一个偏置在 AB 类的功率放大器；下面的支路称为辅支路，该支路上的放大器称为峰值放大器，也称为辅放大器，是一个偏置在 C 类的功率放大器，栅极的偏置电压要低于功放管的夹断电压。当有功率输入时，主放大器就开始工作，对输入的信号进行放大，而辅放大器在输入功率较小时并不工作，只有在主放大器接近饱和的时候才会开始工作。在辅放大器的输出端有一段 $\lambda/4$ 长度的波长线，起阻抗变换的作用。在辅放大器的输入端有也有一段 $\lambda/4$ 的波长线，它是用来补偿主放大器输出延时的^[20]。两支路经由一段微带线进行合路并将放大后的信号输出。

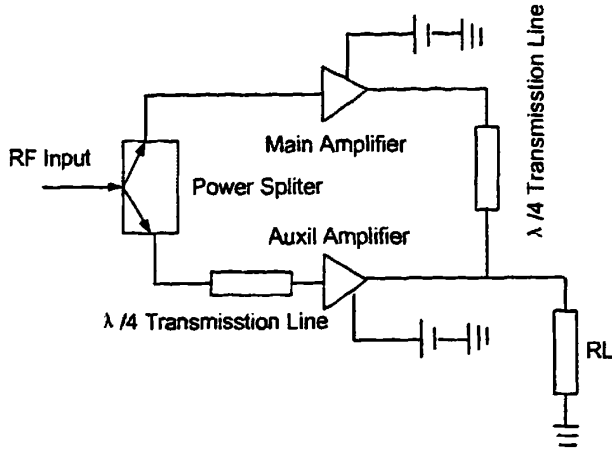


图 2-6 Doherty 功放结构图

2.4 传统对称 Doherty 功放的工作原理

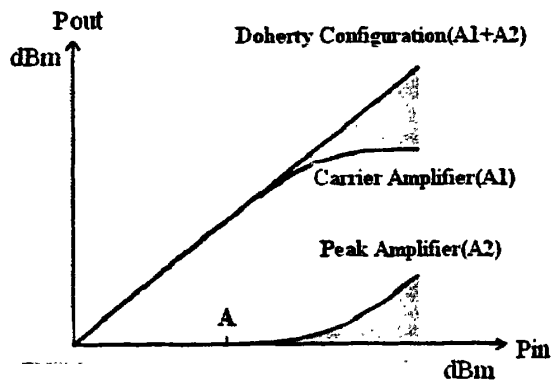


图 2-7 Doherty 功放的工作状态示意图

Doherty 功率放大器有三种工作状态，如图 2-7 所示。分别是低功率输出模式、中等功率输出模式、大功率输出模式^[21]。

低功率输出模式，即输入功率低于图 2-7 所示的 A 点，此时只有主放大器在工作，所有信号都是经由主放大器进行放大，此时主放大器可以看做是一个受控电流源。辅放大器没有打开工作，所以辅放大器对输出端呈现高阻状态，可近似认为开路，如图 2-8 所示。辅功放的开路状态使得主放大器的输出阻抗是两倍的 R_{opt} 。这个高阻抗使得主放大器在输出电流仅有最大值的一半的时候电压就接近饱和了，此时系统在没有输出最大功率的情况下已经拥有了较高的效率。这是因

为

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} V_{RF} I_{RF}}{V_{dc} I_{dc}} \times 100\% \quad (2-27)$$

当导通角一定时， $\frac{I_{RF}}{I_{dc}} = Constant$

所以当输出电压振幅达最大时，效率也达到了最高。

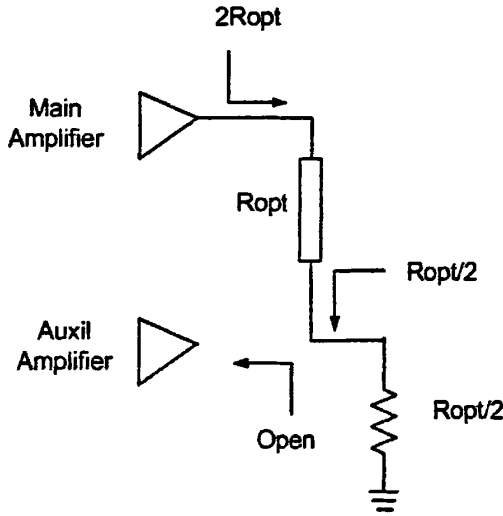


图 2-8 Doherty 功放低功率输出工作模式

当输入功率加大到图 2-7 中的 A 点，使得功放输出达到饱和输出功率回退 6dB 的时候，为中等功率输出模式。此时主放大器电压达到饱和，峰值放大器可以看做是一个受控电流源，主放大器可看做是一个受控电压源。根据动态负载牵引技术，由于峰值放大器电流的上升使得主功放输出端 $\lambda/4$ 波长线后面的阻抗增加，由于四分之波长阻抗变换线的阻抗变换作用，主功放输出端看向 $\lambda/4$ 波长线的阻抗线减小，这使得在漏级电压不变的情况下，主功放能够输出更大的功率，而同时由于主功放在电压饱和的状态下。系统的效率保持在较高的水平。随着输入功率的进一步加大，在峰值放大器没有饱和之前，整体效率仍将保持在较高的水平。

输入功率继续加大，输出功率小于饱和功率回退 6dB 后，达到大功率输出模式，辅放大器线性工作。功放饱和后，主放大器和辅放大器都达到最大输出功率，在负载牵引的作用下，主、辅功放输出阻抗均为 R_{opt} ，而且辅放大器也达到了最高的效率值，整个系统效率也达到的最高。

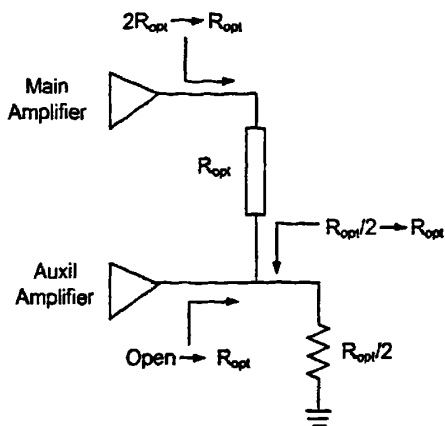


图 2-9 Doherty 功放中等功率输出工作模式

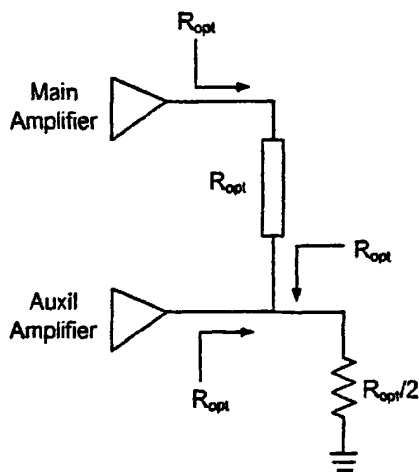


图 2-10 Doherty 功放高功率输出工作模式

2.5 传统对称 Doherty 功放的改进

前面从理论上对 Doherty 功放进行了阐述，对这种提高功放效率的技术有了一个概念上的认识，接下来将从实现的角度对 Doherty 功放做进一步的分析。

在图 2-10 中，在功放达饱和输出时，主功放的输出阻抗等于辅功放的输出阻抗等于负载阻抗的 2 倍。在射频电路中，我们一般采用通用的 50 欧姆阻抗系统，所以负载阻抗一般取 50 欧姆，这时就要把主、辅功放管各自的输出阻抗匹配到 100 欧姆，已获得较大的输出功率和效率。但是，一般大功率的管子输出阻抗较小，要匹配到 100 欧姆实现起来是很困难的，尤其是在回退 6dB 时，主功放还要

匹配到 200 欧姆，这是一个很严峻的考验，而且在调试单管性能时也要在 50 欧姆系统下进行调试和测试，所以最好想一个办法可以在保证负载 50 欧姆不变的前提下，功放饱和输出时主、辅单管的输出阻抗均为 50 欧姆。为了解决这样一个问题，不难想到前面用到过的 $\lambda/4$ 波长线的阻抗变换作用，见图 2-11。

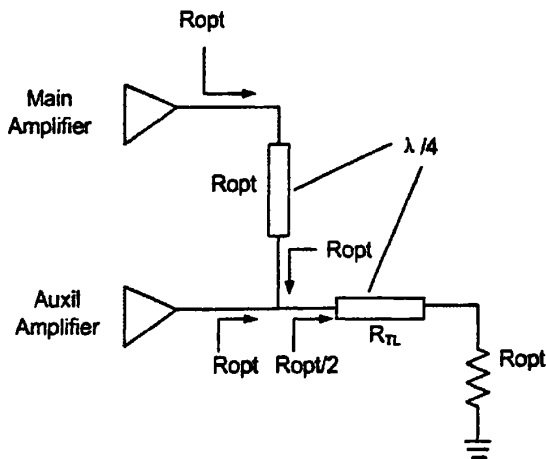


图 2-11 实际 Doherty 功放合路部分结构图

同样是利用 $\lambda/4$ 波长线的阻抗变换作用，在合路器之后、负载之前加一段 $\lambda/4$ 波长线，为保证主、辅功放饱和输出时匹配到 50 欧姆的条件成立，根据公式

$$R_{TL} = \sqrt{R_{in} \cdot R_{out}} \quad (2-28)$$

$\lambda/4$ 波长线输出阻抗 $R_{out}=R_{opt}=50\Omega$ ，输入阻抗 R_{in} 为两个 $R_{opt}=50\Omega$ 的并联，所以 $R_{in}=25\Omega$ ，因此

$$R_{TL} = \sqrt{25 \cdot 50} = 35.4\Omega$$

如此以来，即可在 50 欧姆系统下方便的对主、辅功放单管进行调试，然后再合路，调试整个 Doherty 功放的性能，既简单且实用。

2.6 小结

前面章节中已经讲过，Doherty 功放的主要特点是提高效率。其提高效率的机理就是有源负载牵引。本章开头便阐述了有源负载牵引的概念，接下来以模型代替实际功放管，简述了 Doherty 功放的原理，并且对 Doherty 功放的效率公式加以推导，使读者明确了 Doherty 功放效率高的原因。第 5 小节剖析了 Doherty

功放的几种工作状态,加深读者对 Doherty 功放的理解;最后一节就 Doherty 功放在实际应用中遇到的一个问题,进行了理论上的分析并提出了有效的解决措施,实践证明这种方法切实可行。

第三章 A-Doherty 功放的基本理论

3.1 传统对称 Doherty 功放存在的缺陷。

第 2 章中讲述了传统的对称 Doherty 功放的理论知识及其工作原理。在具体的实施过程中，我们发现传统对称 Doherty 功放存在如下的缺陷：

一、由于载波功放偏置在 AB 类，而峰值功放偏置在 C 类，对于相同的输入信号，峰值功放的电流必然低于载波功放的电流。饱和时两个功率管的输出电压相等，因此峰值功放的输出功率要小于载波功放的输出功率。又因为峰值功放对载波功放有负载牵引的作用，这将导致牵引作用达不到我们的预想值，即不能将载波功放的输出阻抗由高阻状态下 $100\ \Omega$ 有效的牵引到低阻状态下的 $50\ \Omega$ ，可能牵引到 $70\ \Omega$ 或者该值附近（见图 3-1），势必影响到载波功放的输出功率，即载波功放的最终输出功率低于其实际输出能力。同时，由于峰值功放偏置在 C 类状态下，在不足以使偏置在 AB 类的载波功放达到饱和和输出的输入功率下，峰值功放更难以达到功率饱和输出。最终，整个 Doherty 功放不能输出预计的饱和功率值。

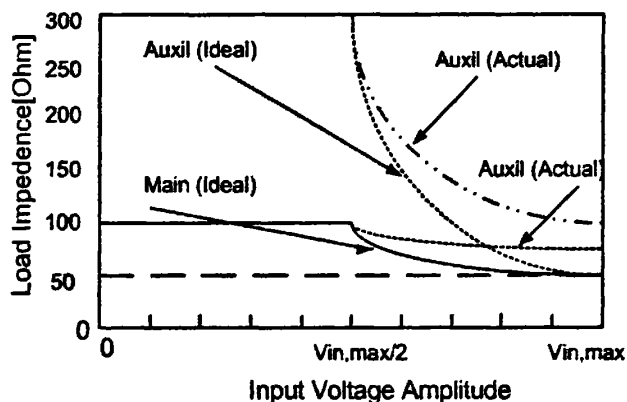


图 3-1 Doherty 功放中阻抗的变化

二、对于传统的对称 Doherty 功放，由第 2 章中的描述可知，当输出功率在饱和功率回退 6.0dB 时效率达到最高，而功率回退大于 6.0dB 时，效率将会降低（见图 3-2）。而且，由于实际工作中，峰值功放即将打开时，载波功放还没有完全达到电压饱和（见图 3-3），所以效率难以达到最大。

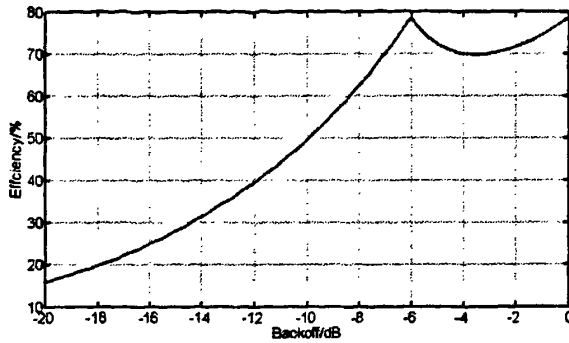


图 3-2 传统对称 Doherty 功放的效率曲线

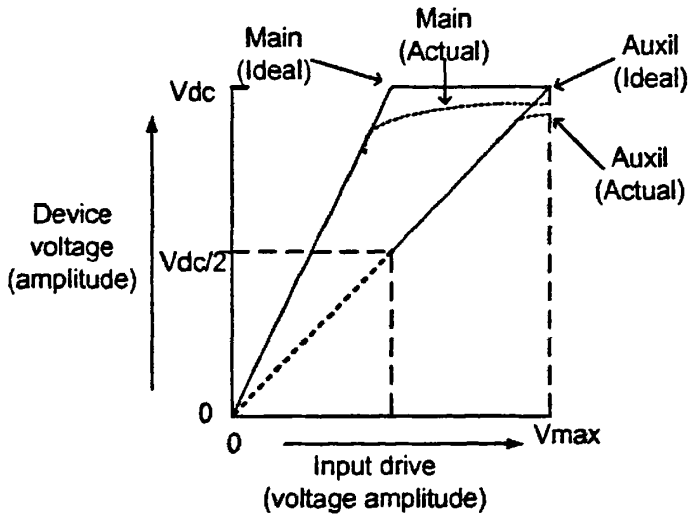


图 3-3 Doherty 功放工作过程中的电压变化

伴随着通讯系统的迅速发展，信号的峰均比也变得越来越。同时为了满足线性指标的要求，功放的工作功率也要有更大的回退，例如 CDMA 可达 9.0dB 或更高。此时如果采用传统的对称 Doherty 功放，就会出现效率降低的问题。而在高度提倡节能、环保的今天，效率的提高可以提高公司产品的竞争力，对公司以及整个社会都有着十分重要的意义。

饱和输出功率和效率是功放指标中非常重要的两个，而且在一定程度上两者之间是相互矛盾的，为了解决传统对称 Doherty 功放存在的上述两个问题，调和这一对矛盾，文中引入了非对称 Doherty 功放（即 Asymmetrical-Doherty，简称为 A-Doherty）。

3.2 A-Doherty 功放的基本理论及几种实现方式

3.2.1 A-Doherty 功放的基本理论

A-Doherty 功放是在传统对称 Doherty 功放的基础上,针对一些具体问题所作的改进。例如,为了改善饱和输出功率低的问题,可以在 Doherty 功放的载波放大器和峰值放大器之间采用不相等的功率推动;两个功率管采用不同的漏压偏置;或者载波放大器和峰值放大器采用不同的功率放大管。为了实现效率上的改善,可以采用两个不同的功率放大管组成 Doherty 结构,或者采用类 Doherty 推动 Doherty 的结构形式。接下来将结合不同的 A-Doherty 功放的实现形式,分别分析其工作原理。

3.2.2 A-Doherty 功放的几种实现方式

据不同的实现方式,A-Doherty 功率放大器可以分为以下几种类型。

一、不等输入功率实现的 A-Doherty

A-Doherty 功放最直接的一种实现方式,即是在输入端经过功分器进行功率分配时,分别分给主、辅支路不同的功率,构成一种非对称形式,如图 3-4 所示。

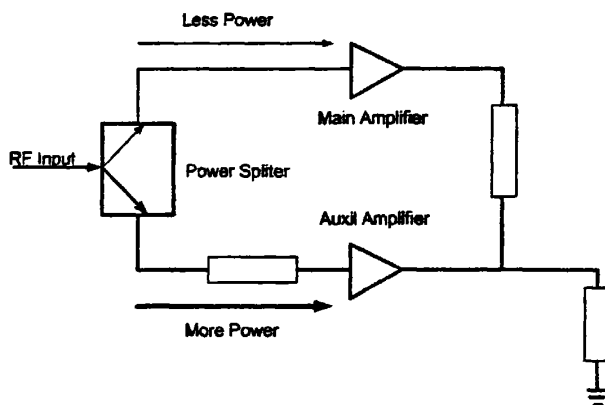


图 3-4 不等输入功率实现的 A-Doherty 功放原理图

该结构的 A-Doherty 功放,其优点是结构简单,与传统对称 Doherty 功放结构基本相同,容易实现。缺点是其性能不是很理想,很难达到令人满意的效果。

下面对该类型 A-Doherty 功放进行理论上的分析。

1、载波功放和峰值功放输出功率比的计算

如前所述载波功放偏置在 AB 类，峰值偏置在 C 类。因此在相同的输入功率下两个功放管输出不相等的电流，如图 3-5 所示。

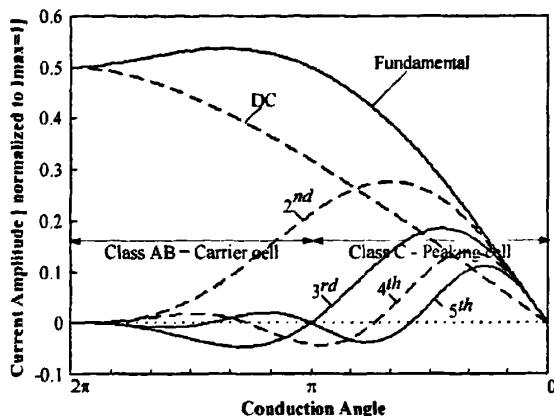


图 3-5 电流与导通角的关系

图 3-5 给出了电流与导通角的关系，以及在最大输入功率下一般功率放大管的输出电流分布情况，并对最大电流进行了归一化，图中可以直观的看出导通角从 0 变化到 2π 的范围内，各电流成分随导通角的变化而变化的趋势。从图 3-5 中可以得出基波电流限制如下范围内：

$$I_1 = \begin{cases} 0.5 \sim 0.536, & \alpha = \pi \sim 2\pi \\ 0 \sim 0.5, & \alpha = 0 \sim \pi \end{cases} \quad (3-1)$$

在最大功率推动下基波的电流 $I_{1,C}$ 和 $I_{1,P}$ 由下式给出：

$$I_{1,C} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha_C - \sin \alpha_C}{1 - \cos(\frac{\alpha_C}{2})}$$

$$I_{1,P} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha_P - \sin \alpha_P}{1 - \cos(\frac{\alpha_P}{2})} \quad (3-2)$$

式中 α_C 、 α_P 分别为载波功放和峰值功放的导通角。

由于峰值功放偏置在 C 类状态，因此使偏置在 AB 类的载波功放达最大输出的输入功率，并不能使峰值功放达到最大输出。在使载波功放达最大输出的输入

功率下，载波功放与峰值功放的输出电流比为

$$\sigma = \frac{I_{1,C}}{I_{1,P} \cdot (1-N)} \quad (3-3)$$

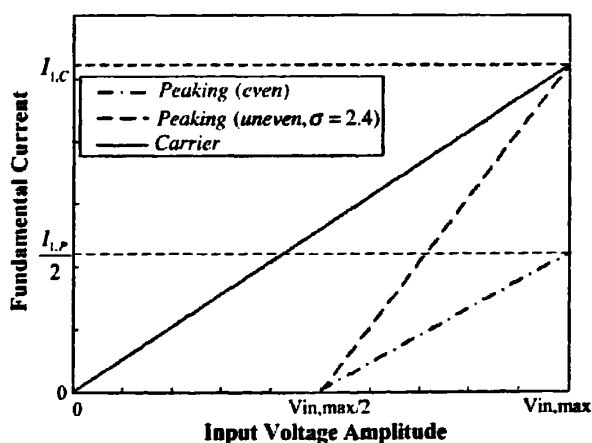
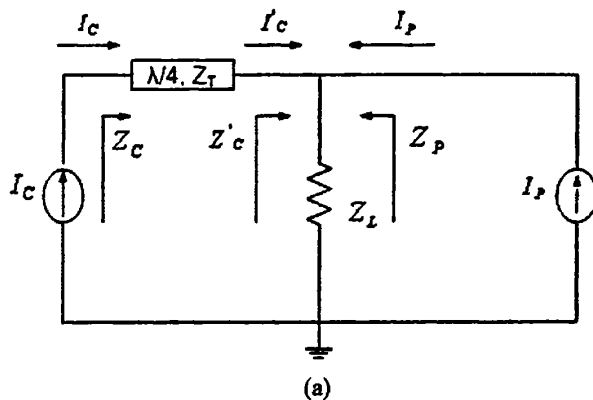
其中 N 为峰值（辅）功放开始导通时的电压比，因此 $I_{1,P} \cdot (1-N)$ 就代表了在使载波功放达最大输出的输入功率下，峰值功放的输出电流。

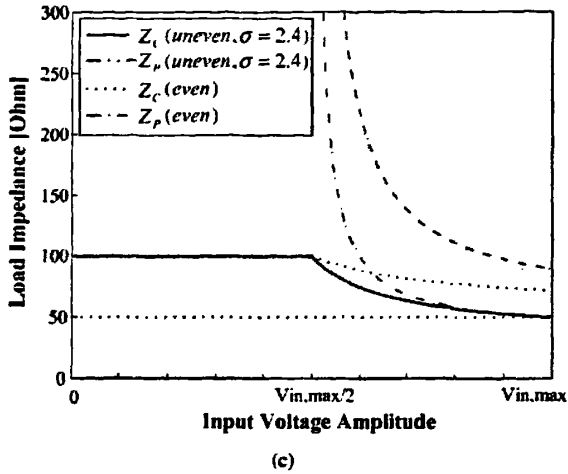
两个功率管的输出功率比用 E_1 表示，其表达式如下：

$$E_1 = 10 \log(\sigma^2) = 10 \log\left(\frac{I_{1,C}}{I_{1,P}}\right)^2 + 10 \log\left\{\frac{1}{(1-N)^2}\right\} \quad (3-4)$$

注意到 E_1 是决定峰值（辅）功放欠推动的标准，与负载牵引有关。例如取 $I_{1,C}=0.52$ ($\alpha_C=200^\circ$) 和 $I_{1,P}=0.44$ ($\alpha_P=144^\circ$)，按照式 3-4 来计算，则可以通过增加峰值功放的推动功率 7.4dB ($\sigma=2.4$) 负载的完全牵引(此例中 $N=0.5$)。

2、不等输入功率引起的 A-Doherty 功率放大器的效率计算





3-6 A-Doherty 功放原理、基波电流、阻抗示意图^[22]

为了增加峰值功放的输出功率，采用不等输功率输入——峰值功放支路分得更大的输入功率。图 3-6 (a) 给出了峰值功放支路获得比载波功放支路的输入电流大 σ 倍时，功放效率分析的原理。在此假设电流源与输入电压信号线性成比例且有理想的谐波抑制电路，因此可以用基波和直流成分来分析功放的效率。图 3-3 (b) 揭示了采用相等和不相等 ($\sigma = 2.4$) 功率推动下的基波电流情况。可以看到载波 (主) 功放偏置在 AB 类，而峰值 (辅) 功放偏置在 C 类——B 类最大输入电压的一半。图 3-6 (C) 阐述了不相等功率推动 ($\sigma = 2.4$) 的例子，据此我们可以使得两个功放输出相等的功率，并且到达合适的负载牵引。

在图 3-6 (b) 中，载波 (主) 功放和峰值 (辅) 功放的输出电流分别由下式给出

$$I_C = \frac{I_{1,C}}{V_{in,max}} \cdot v_{in}, 0 < v_{in} < V_{in,max} \quad (3-5)$$

$$I_{P,even} = \begin{cases} I_{1,P} = 0, & 0 < v_{in} < N \cdot V_{in,max} \\ \left(\frac{I_{1,P}}{V_{in,max}}\right) \cdot v_{in} - N \cdot I_{1,P}, & N \cdot V_{in,max} < v_{in} < V_{in,max} \end{cases} \quad (3-6)$$

$$I_{P,uneven} = \begin{cases} \sigma I_{1,P} = 0, & 0 < v_{in} < N \cdot V_{in,max} \\ \left(\frac{\sigma I_{1,P}}{V_{in,max}}\right) \cdot v_{in} - N \cdot \sigma I_{1,P}, & N \cdot V_{in,max} < v_{in} < V_{in,max} \end{cases} \quad (3-7)$$

式中 $I_{P, even}$ 和 $I_{P, uneven}$ 分别代表相等和不相等推动下峰值功放输出电流。

接下来，两个功放管的阻抗由下式给出：

$$Z_C = \begin{cases} \frac{Z_T^2}{Z_L}, & 0 < v_{in} < N \cdot V_{in,max} \\ \frac{Z_T^2}{[Z_L \cdot (1 + \frac{I_P}{I_C})]}, & N \cdot V_{in,max} < v_{in} < V_{in,max} \end{cases} \quad (3-8)$$

$$Z_P = \begin{cases} \infty, & 0 < v_{in} < V_{in,max} \\ Z_L (1 + \frac{I_C}{I_P}), & N \cdot V_{in,max} < v_{in} < V_{in,max} \end{cases} \quad (3-9)$$

在低功率区域 ($0 < v_{in} < N \cdot V_{in,max}$) 只有载波（主）功放在工作，伴随输入推动电压的升高射频和直流功率也在增加。如果我们用 $Z_L = Z_0$ 和 $Z_L = Z_0/2$ 来表示，则射频功率和直流功率由下式给出：

$$P_{RF} = \frac{1}{2} I_C^2 Z_C = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{in} \cdot I_{1,C}}{V_{in,max}} \right)^2 \cdot 2Z_0 = I_{1,C} \left(\frac{v_{in}}{V_{in,max}} \right)^2 \cdot V_{dc} \quad (3-10)$$

$$P_{dc} = I_{dc,C} \cdot V_{dc} = I_{dc,C} \left(\frac{v_{in}}{V_{in,max}} \right) \cdot V_{dc} \quad (3-11)$$

式中 V_{dc} 代表各个功放管的偏置电压。由公式 (3-10) 和 (3-11)，效率计算表达式为：

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{dc}} \times 100 = \frac{I_{1,C}}{I_{dc,C}} \left(\frac{v_{in}}{V_{in,max}} \right) \times 100 \quad (3-12)$$

在高功率区域 ($N \cdot V_{in,max} < v_{in} < V_{in,max}$) 两个功放管均工作，因此射频和直流功率为两个功率管的和，如式 (3-13) 和式 (3-14) 所示：

$$\begin{aligned} P_{RF} &= \frac{1}{2} (I_C^2 Z_C + I_P^2 Z_P) \\ &= V_{dc} \cdot \left[\frac{I_{1,C}^2 \cdot V^3}{(I_{1,C} + \sigma I_{1,P}) \cdot V - N \cdot \sigma I_{1,P}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sigma I_{1,P} (V - N) \{ (I_{1,C} + \sigma I_{1,P}) V - N \cdot \sigma I_{1,P} \}}{4 I_{1,C}} \right] \end{aligned} \quad (3-13)$$

$$\begin{aligned} P_{dc} &= (I_{dc,C} + I_{dc,P}) \cdot V_{dc} \\ &= [I_{dc,C} \cdot V + \sigma I_{dc,P} (V - N)] \cdot V_{dc} \end{aligned} \quad (3-14)$$

式中 $I_{dc,C}$ 和 $I_{dc,P}$ 分别为最大推动下载波（主）功放和峰值（辅）功放的消耗的直流电流。

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{RF}}{P_{dc}} \times 100 \\ &= \left[\frac{I_{1,C}^2 \cdot V^3}{(I_{1,C} + \sigma I_{1,P}) \cdot V - N \cdot \sigma I_{1,P}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sigma I_{1,P} (V - N) \{ (I_{1,C} + \sigma I_{1,P}) - N \cdot \sigma I_{1,P} \}}{4 I_{1,C}} \right] \\ &\quad + [I_{dc,C} V + \sigma I_{dc,P} (V - N)] \times 100 \end{aligned} \quad (3-15)$$

其中

$$\begin{aligned} Z_o &= \frac{V_{dc}}{I_{1,C}} \\ V &= \frac{v_{in}}{V_{in,max}} \\ I_{dc,C} &= \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin(\frac{\alpha_C}{2}) - \alpha_C \cos(\frac{\alpha_C}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha_C}{2})} \\ I_{dc,P} &= \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin(\frac{\alpha_P}{2}) - \alpha_P \cos(\frac{\alpha_P}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha_P}{2})} \end{aligned} \quad (3-16)$$

图 3-3 (a) 给出了不相等功率推动下 $\sigma=2.3\sim 2.46$, 当 $\alpha_C=180^\circ\sim 360^\circ$ 和 $\alpha_P=140^\circ$ 时基于以上理论分析计算所得到的效率。在低功率区域, 载波（主）功放的阻抗是传统 AB 类阻抗的 2 倍, 在 $V_{in,max}/2$ 处输出即达饱和, 这是因为虽然基波电流达最大值的一半, 但电压已达饱和的缘故, 即电压饱和, 如图 3-3 (b) 和 3-3 (c) 所示。结果, 虽然载波功放的输出功率才达到饱和输出功率的一半, 但效率已经达到了功率饱和输出时的效率, 如式 3-12 中所计算的那样。图 3-3 (b) 给出了在相等推动功率下高功率范围内两个功放管的阻抗线。由图中可以看出, 由于载波放大管的高阻状态, 它的电压实际波动范围要比允许的波动范围 V_{dc} 大。很显然地, 传统对称 Doherty 功放在最大推动功率下, 在远没有输出应有的饱和功率时两个功放管已经达到了深度饱和, 同时使得线性恶化。而且, 对于由不相等功率推动实现的两个功放管的相等的输出电流而言, 由于适当的负载牵引, 载波功放的负载线依随电流曲线的变化而改变, 并没有饱和, 如图 3-3 (c) 所示。峰值功放管

的电压波动随功率的增加而线性增加，只有在达到功放管的饱和输出功率时电压波动才会达 V_{dc} 。在最大功率时，两个功率管有最优的匹配阻抗，如图 3-3 (c) 所示。因此，采用不相等功率推动比采用传统的相等功率推动在线性和饱和输出功率方面均会有所改善。

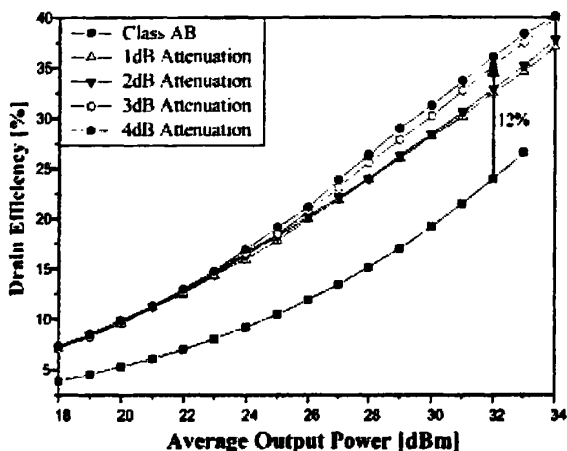


图 3-7 用 2.14GHz 下行 WCDMA 信号测得的 AB 类功放与不等输入功率实现的 A-Doherty 功放漏极效率的对比

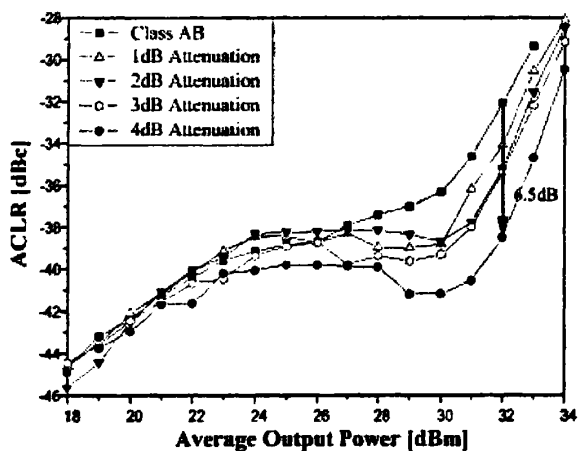


图 3-8 用 2.14GHz 下行 WCDMA 信号测得的 AB 类功放与不等输入功率实现的 A-Doherty 功放线性的对比

二、采用不同漏压偏置实现的 A-Doherty

提高峰值功放输出功率的另一种方法是提高该功放管的漏极偏置电压，即 $V_{ds,C} < V_{ds,P}$ 。在 Takashi Yamamoto 的一篇文章中提到了该方法的应用。文中指出，为了扩大传统对称 Doherty 功放高效率下的功率输出范围、提高线性度，对传统对称 Doherty 功放的两个功放管采用不同的漏压偏置方式，并且各自的匹配电路也不尽相同，最终实现了在饱和输出功率回退 9.0dB 的范围内，其漏极效率和信号的线性均优于传统的对称 Doherty 功放结构，见图 3-9，实物图片见图 3-10。

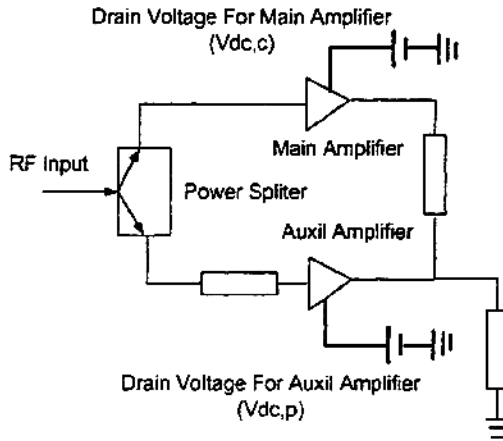


图 3-9 采用不同漏压偏置实现的 A-Doherty 功放原理图

由图 3-9 可见，该形式的 A-Doherty 功放与传统对称 Doherty 功放结构完全一样，仅仅是提高了峰值功放的漏极电压而已，但是却获得了在更大的功率回退范围内提高效率的效果。其实测效率曲线见图 3-11^[23]。

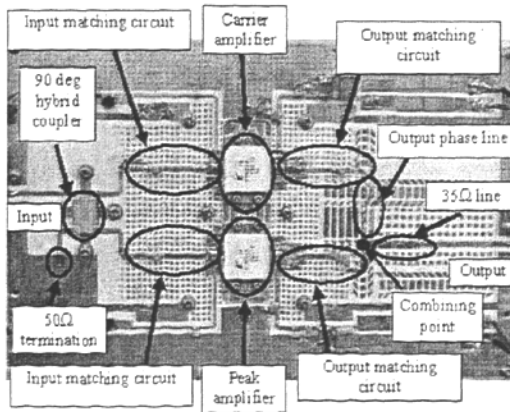


图 3-10 采用不同漏压偏置实现的 A-Doherty 功放实物图^[23]

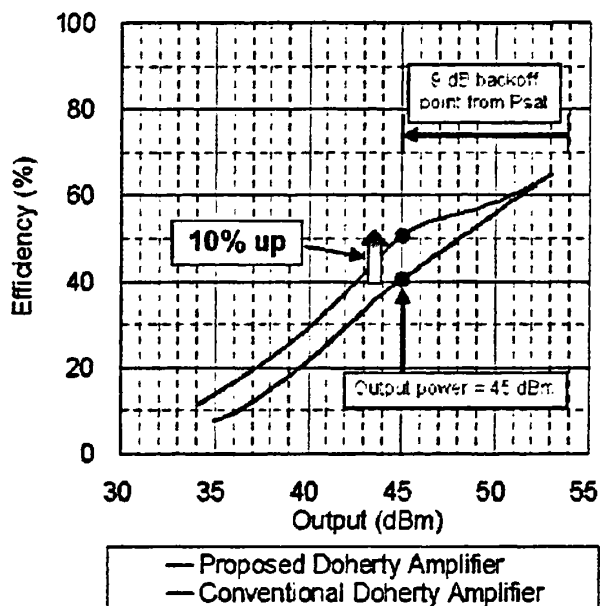


图 3-11 A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放效率测试曲线

可以看出该形式的非对称 Doherty 功放对于效率的提高作用的确十分明显。

三、采用不同功率管构成的 A-Doherty 功放

为了让峰值功放输出更大的功率，除了上一节中提到的提高漏极偏压外，还可以通过增加峰值功放功率管的功率容量，即选择大功率的管子来实现。采用这种结构的好处是，可以有效的克服峰值功放对载波功放的负载牵引不到位、以及扩大整个 Doherty 功放高效率的功率范围。效率达最大时功率回退的计算公式为

$$\alpha = 20 * \text{Log}\left(\frac{P_C(W)}{P_C(W) + P_P(W)}\right) \quad (3-16)$$

式中 P_C 为载波功放的饱和输出功率， P_P 为峰值功放的饱和输出功率。 α 为效率达最大时的功率回退。由式 3-16 可见，通过改善载波与峰值功放的饱和输出功率比，即可实现最大效率点功率回退的改变。例如根据式 3-16， $P_C/P_P=1, \alpha=6\text{dB}$; $P_C/P_P=1/2, \alpha=9.5\text{dB}$; $P_C/P_P=1/3, \alpha=12\text{dB}$ ，如图 3-12。

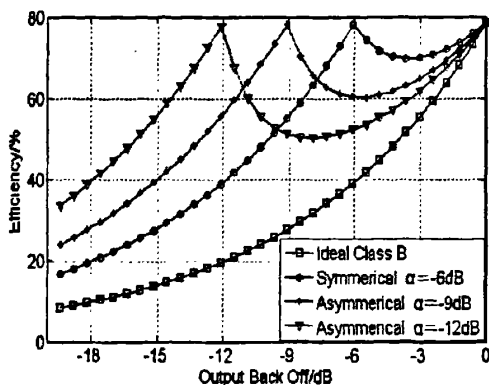


图 3-12 A-Doherty 功放与传统对称 Doherty 功放效率曲线的对比

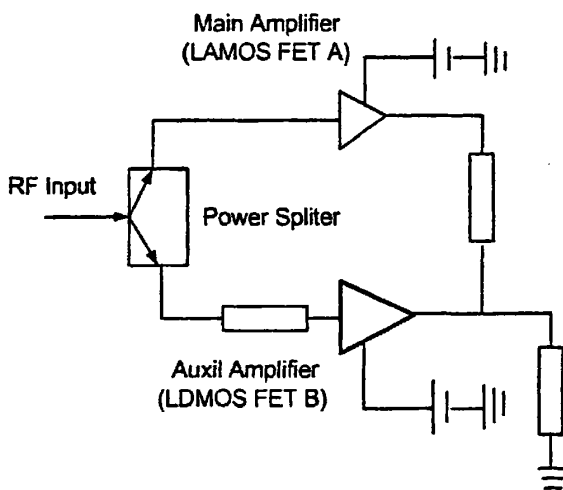


图 3-13 A-Doherty 功放原理图

鉴于各个功放管都可以输出各自的饱和功率，这种非对称结构还可以有效地实现预期的负载牵引。

可见，通过改善主、辅功放管的饱和输出功率比例可以达到任意的功率回退需求，而且，这种方法实现起来也较简单易行。缺点是两个功率管不对称，增加了电路的复杂程度和调试的工作量。

四、采用“类”Doherty 作为推动级实现的非对称

采用“不等功率推动实现的非对称 Doherty 功放”结构存在一个明显的缺点，那就是增益低的问题。为了解决该问题同时进一步改善 Doherty 功放的性能，可以采用“类”Doherty 推动 Doherty 功放的结构。该结构的具体形式如图 (3-14) 所示：

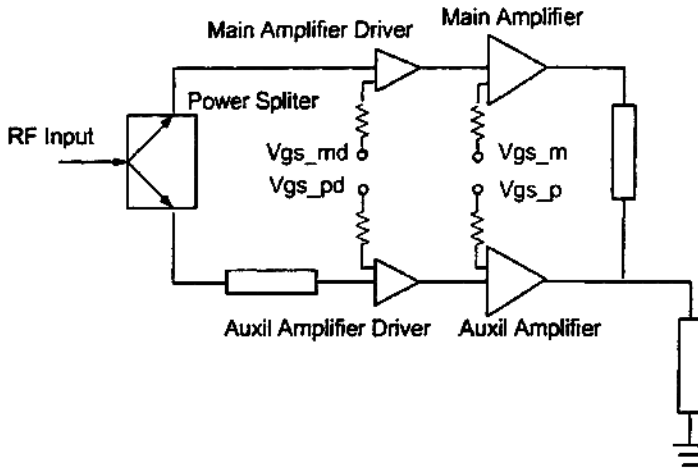


图 3-14 采用“类”Doherty 功放作为推动实现的 A-Doherty 原理图^[24]

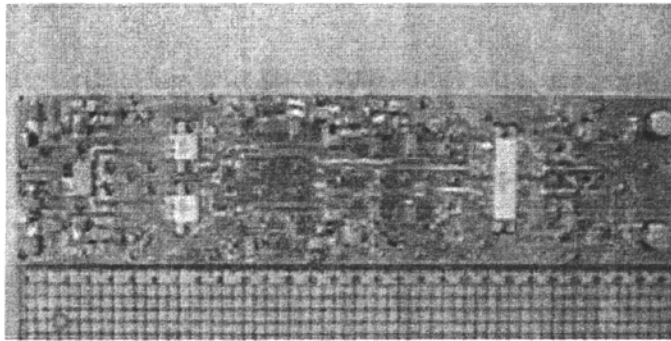


图 3-15 采用“类”Doherty 功放作为推动实现的 A-Doherty 实物图^[24]

在该功放结构中，不等功分电桥位于末级功放推动级的前面，而把功分电桥之后的两级看作整个 Doherty 功放。其中，推动 Doherty 末级载波（主）功放的功率管偏置在 AB 类，推动 Doherty 末级峰值功放的功率管偏置在 C 类，即所谓的“类”Doherty。之所以称为类 Doherty，是因为这两个功率管组成的结构中没有直接合路，不存在阻抗变换线，所以只能称为“类”Doherty。

该结构也可称为“两级 Doherty 功放”。输入功率由一个功分器分成两部分，一部分输入给偏置在 AB 类的功率管，经过放大后作为 Doherty 末级载波功放的输入，另一部分（经过了 90 度相移）经偏置在 C 类的功率管放大后输入给 Doherty 末级的峰值功放。在 Doherty 末级载波功放的输出端有一段 $\lambda/4$ 传输线，用于阻抗变换，然后与峰值功放的输出端合路，组成完整的 Doherty 结构。

3.3 小结

本章首先指出了传统对称 Doherty 功放结构中存在的两个缺陷，为了改善 Doherty 功放的性能，通过分析传统对称 Doherty 功放的两个缺陷存在的原因，针对不同的侧重点提出了四种改进方案，详细阐述了各种类型 A-Doherty 功放的工作原理，并归纳了各自的优缺点。

第四章 A-Doherty 功放的 ADS 仿真

4.1 A-Doherty 功放设计指标

整个 A-Doherty 功放的设计指标定为：

1. 平均输出功率 76W，峰值功率 417W；
2. 中心工作频率 2140MHz，带宽 60MHz；
3. 在 76W 输出功率下，漏极效率大于 42%；
4. 在饱和功率回退 7.4dB、76W 输出功率下，ACPR 小于 -58dBc；
5. 带内增益平坦度小于 1dB；
6. 增益大于 12dB。

功放形式采用第 3 章中提出的“不等功率输入”和“采用不同功率管”两种 A-Doherty 功放结构相结合的方式。

4.2 A-Doherty 功放器件的选择

4.2.1 功放管的选择

功放管是放大器设计的核心，它的性能将很大程度上影响整个放大器的性能。在 2140MHz 频段的高功率功放设计中，主要有 Si 双极功率晶体管，GaAs 功率晶体管，LDMOS 功率晶体管及 GaN 四种类型可供选择。

1. Si 双极功率晶体管：具有价格低廉、输出功率大、增益高的优点。但是由于其固有特性的限制，它的噪声性能、线性度、交调失真性能相对较差；

2. GaAs 功率晶体管：由于易于集成、技术成熟，主要应用在 4GHz 以上高频率波段，但同样应用在 2~4GHz 频段，因为其具有以下优点：电子迁移率比 BJT 大 5 倍，模型已知，设计参数成熟，可实现性强。具有噪声低、线性性能好、耐高温、低功耗等优点。缺点是价格高，散热技术复杂。

3. LDMOS 功率晶体管：LDMOS 又称横向双扩散金属氧化物半导体，其应用

时间不长,但发展异常迅速,已成为射频功率半导体器件领域研究和开发的一个热点,这是因为它具有价格低廉、高增益、高线性、交调失真低等优点^[25]。与BJT管相比,它的击穿电压大(可达80V),增益比BJT高6-9dB,可以减小电源及缩小设计电路面积,具有比BJT更高的线性,不需再设置预纠正放大器;其交调失真可达-40dBc(BJT为-30dBc);开关速度很高,这是BJT所无法比拟的;同时,芯片直接键合在封装的热沉上,其间不用任何绝缘片,源极与热沉(接地)之间有良好的电气接触:而在BJT中,其集电极与热沉(地)之间必须用散热性能很好地绝缘片进行电气隔离,很显然,LDMOS比BJT具有更为优越的热性能;同时具有大动态范围,即使达30dB,输出功率达200W的情况下,LDMOS也远未饱和;在器件上,其很容易借助栅电压来调控增益,并使信号开关时间延迟几乎为零,无毒封装、耗电少、减小寄生源电感及金属层的电抖动等等。由此,它一经出现,就迅速获的大量运用,已经取代BJT管,成为通信、广播等基站功率放大器的首选器件。

4. GaN 元器件具有以下 5 个主要特点:耐压高,可在高温中工作,电流密度大,开关速度快,导通电阻小。这些特点都来源于 GaN 材料本身所具有的特性:绝缘击穿电场是硅的 10 倍以上,载流子迁移率高于硅,带隙是硅的 3 倍以上。将这些特点应用到功率放大器电路时,将直接转化为优点。例如,应用到功率放大器电路中时,耐压高的特点有助于功率附加效率的改善,将电源电压设定为 50V,远远高于工作在 28V 左右的 LDMOS。一般来说,使用高电压工作时,效率相应提高.但由于 GaN 器件成本昂贵,故还未成为功率放大器的主流。

基于本文设计所要求的高增益、高功率、低成本的要求,而LDMOS功率晶体管具有价格低廉、高增益、高功率、高线性度、热稳定性好、热阻低、技术成熟等优点,本次设计采用LDMOSFET器件进行设计。为了满足指标1的要求,即功率回退

$$\alpha = 10 \cdot \text{Log}\left(\frac{76}{417}\right) = -7.4\text{dB} \quad (4-1)$$

我们选择Freescale公司生产的MRF6S21140和MRF6P21190两款LDMOS管,分别作为载波、峰值功放,其理论功率回退

$$\alpha = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{140}{140+190}\right) = -7.4\text{dB} \quad (4-2)$$

正好满足要求。同时,该两款功率管在频率、增益等方面也符合指标要求。

4.2.2 功分器的选择

在第3章中，我们提到了非对称 Doherty 功放的一种实现方式，即输入端采用不等功率功分，并且，从理论上根据载波、峰值功放电流比的不同，其功分比例亦随之改变，且与各自的导通角有关系。由于实际操作中两个功率管各自的导通角很难像理论上计算的那样精确，因此只能定性的加以验证，在 A-Doherty 功放输入端采用 Anaren 公司生产的 5dB 定向耦合器作为不等分功分器，以实现不等输入功率的 A-Doherty 功放形式，当功率分配需要做调整时，可以在两支路上加 π 型衰减器来实现。 π 型电阻衰减网络如图 4-1 所示。

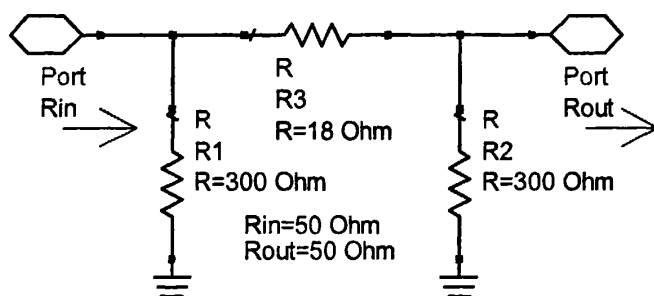


图 4-1 π 型电阻衰减网络

表 4-1 给出了 $R_{in} = R_{out} = 50\text{Ohm}$ 下一些常用的衰减值对应的电阻值。

表 4-1 常用衰减值对应的电阻值 ($R_{in} = R_{out} = 50\text{Ohm}$)

衰减值 (dB)	R1 (Ohm)	R2 (Ohm)	R3 (Ohm)
2	430	430	12
3	300	300	18
5	180	180	30

4.2.3 板材的确定

板材即介质基片的介电常数以及厚度对功放的电路参数有着非常关键的影响。根据使用的频率、电路功能和成本等出发来选取基片的材料。公司常用的是 FR4, F4B 等国产介质材料。由于基片厚度和微带线的宽度有关，基片越薄，微

带线变细，导致导体损耗上升。铜箔厚度也和损耗有关，大功率电路，建议采用厚些的(1~2GHz 约 35~70 微米)。另外，要考虑铜箔和介质的粘合力。聚四氟乙烯玻璃纤维编制布材料做成的基片，具有较低的损耗，国内也已经生产，成本也较低，但其介电常数一致性较差。故要求比较高的功放通常使用进口基片。国外基片相对一致性好、均匀度高、附着性好、损耗低、热导低。是做功放的好材料，但是成本高。为了提高课题中微带线和匹配的精确度，加强散热，设计板材选用 TACONIC 公司 TLX 系列微波材料中的一种，其介电常数为 2.55，板材厚度 20mil。

4.3 功放单管的仿真

接下来，按照选定的器件、板材，利用 ADS 仿真软件对课题中提出的 A-Doherty 功放结构进行仿真。

4.3.1 主功放单管的仿真

功率放大器匹配的第一步是找到其最佳的负载阻抗和源阻抗，通常有下面两种方法：

一种方法是利用功放管数据手册给出的参考负载阻抗和源阻抗进行设计，此种方式一般是器件厂家根据输出功率最大的原则给出的负载阻抗和源阻抗的参考值，如图 4-2 所示。此种方式优点是设计方法简单可靠，缺点是匹配方法单一，不能根据实际设计的要求来灵活匹配。

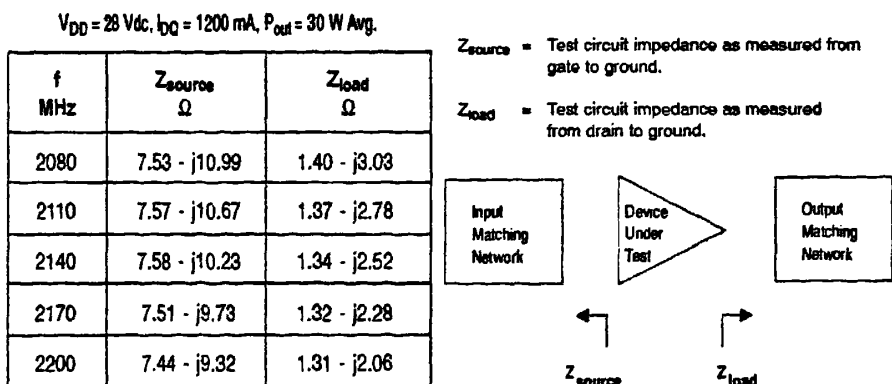


图4-2 器件资料中给出的功放管输入输出阻抗

另一种方法是负载牵引法^[25,26]，这种设计方法要求给出在各种不同输出功率、

增益和效率等参数下，不同负载的数据，并以此为依据对功率放大器进行综合设计。采用负载牵引法，通过扫描负载的变换，根据设计目标的不同，可以在史密斯原图上绘出一簇等输出功率线、一簇等效率线以及等增益线等。根据设计要求找出这些数据线最大值或最小值以及它们之间的交点，然后根据设计的要求选择所要找的最佳阻抗点。

ADS 提供了负载牵引仿真的设计实例^[27]，打开 project，在 DesignGuide/LoadPull/One Tone LoadPull Simulation 下可以看到该实例，如图 4-3 所示。该方法的思想是输入功率确定的情况下，在 Smith 圆图上确定一个圆形的扫描范围，对该范围内均匀分布的负载点进行扫描，将扫描负载点后得到的数据，如输出功率、效率及增益等值分别按照相等的数值连成不同半径的圆。然后根据输出功率、效率、增益等的具体要求，在圆图上选择满足要求的点的阻抗就可以了。该方法的缺点是在进行负载扫描时，输入功率是必须确定的。而在实际工作中，Doherty 功放的输入却往往是变化的。为了改善这个不足，可以通过自己编写程序，使得 Smith 圆图随输入功率而变化。

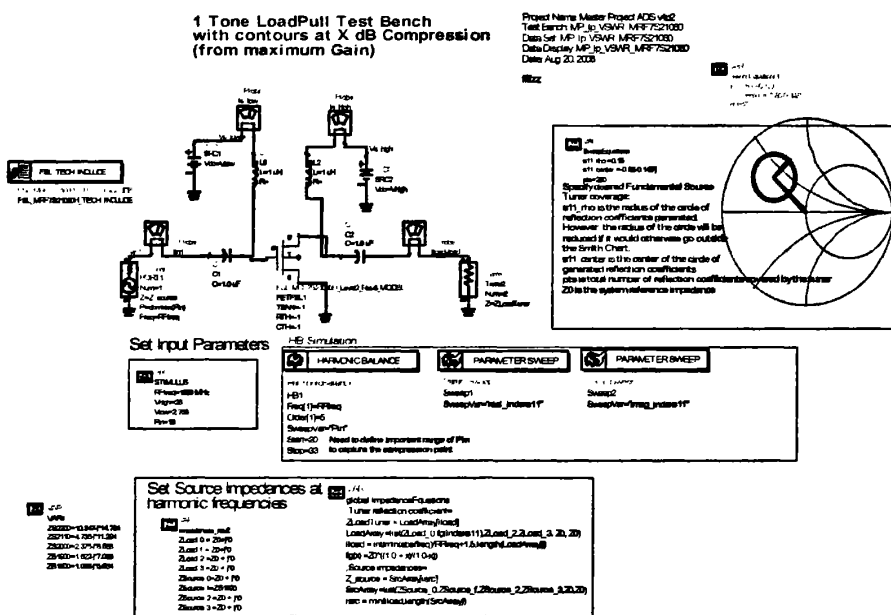


图 4-3 LoadPull 仿真原理图

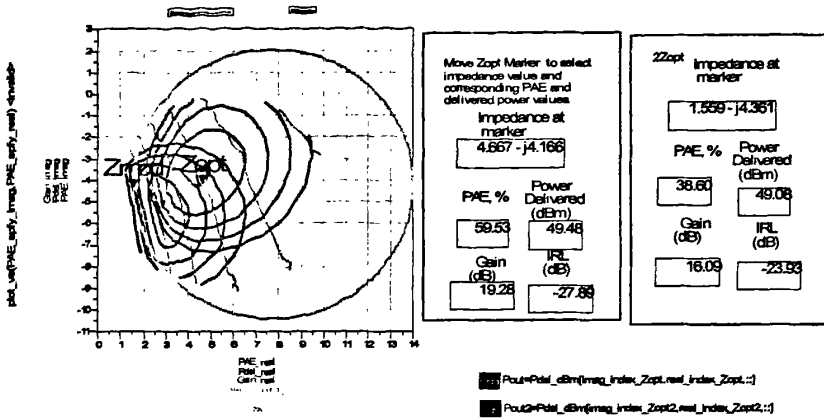


图 4-4 主功放单管 LoadPull 仿真结果

对于主功放，要求其在功率回退到 α dB 时效率最高，因此，选择图 4-4 中的 Z_{opt} 点的阻抗作为输出阻抗，经阻抗变换线变换到 50 欧姆。当只有主功放工作时，主功放处于高阻状态，应尽量提高效率，反映到管子根部即图 4-4 中的 Z_{mod} 点，此时功率回退，效率达最高；当峰值功放打开，Doherty 功放饱和输出时，主功放处于低阻状态，反映到管子根部即图 4-4 中的 Z_{opt} 点，此时主功放不能达最大输出功率，不足部分由峰值功放来代替。

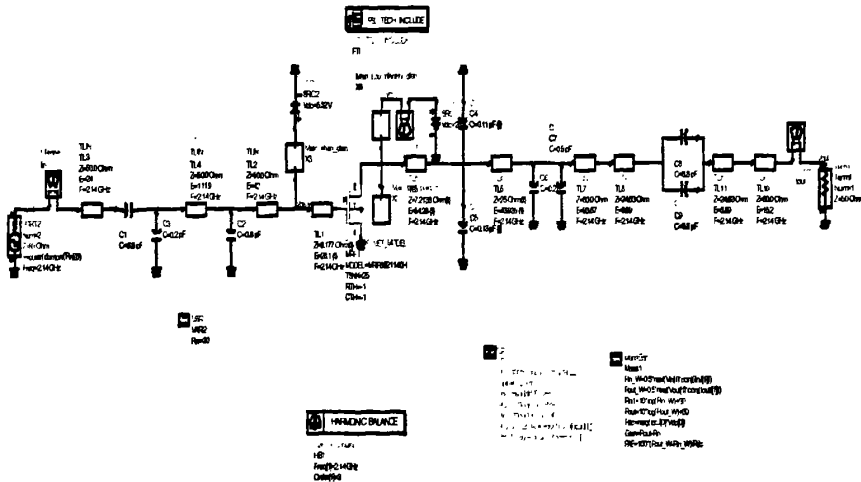


图 4-5 主功放单管仿真原理图

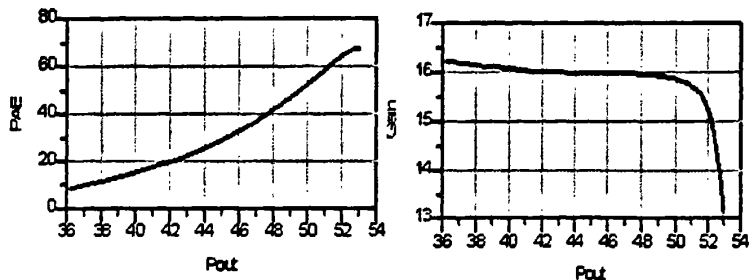


图 4-6 主功放单管仿真结果

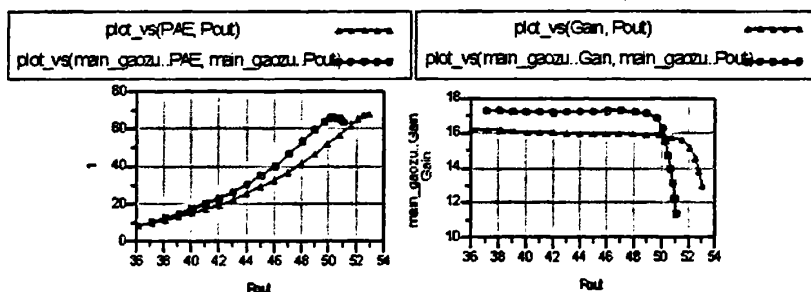


图 4-7 主功放单管高低阻抗下效率、增益仿真结果的对比

理论上讲，功率回退后饱和点的效率应当是高于不回退的饱和效率和效率的，但由于模型的非理想性，仿真得到的饱和效率是低于不回退时的饱和效率的；同理，回退时增益也未达到提高 3dB 的效果。

4.3.2 峰值功放管的仿真

峰值功放管进行 LoadPull 仿真，得到的结果见图 4-10。

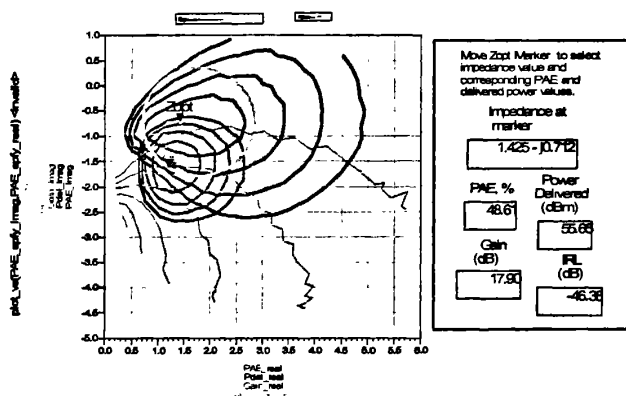


图 4-8 峰值功放管 LoadPull 仿真结果

因为峰值功放的主要智能是在信号峰值到来时打开,平时是处于不工作状态。所以峰值功放的匹配点要选则输出功率尽可能大的阻抗,即图 4-8 中的 Z_{opt} 点。

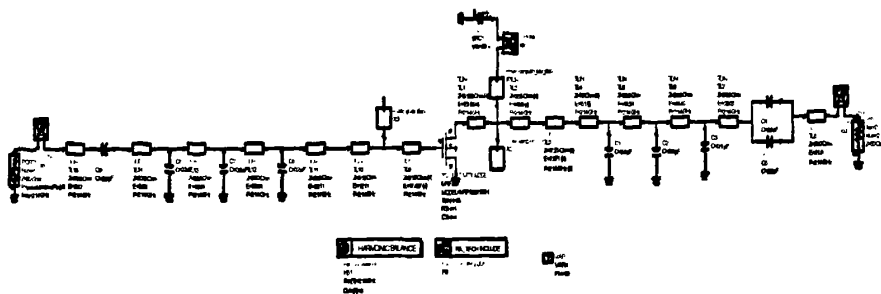


图 4-9 峰值功放单管仿真原理图

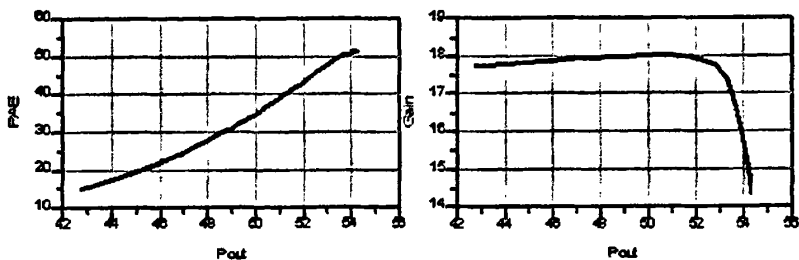


图 4-10 峰值功放管单管仿真结果

载波、峰值功放管的输入阻抗参照器件资料手册中给出的值,分别为 Z_{MS} 、 Z_{PS} , 输出阻抗按上面确定值 Z_{Mopt} 、 Z_{Poppt} , 偏置电路也采用 Demo 板中推荐的电路。用阶梯微带线匹配法将上述阻抗匹配到 50 欧姆。具体匹配电路参照器件资料中给出的拓扑结构,然后再进行多次、调试、优化,直到单管性能按照各自要求达到最优。

4.4 A-Doherty 功放合路后的仿真

完成单管的仿真后,即可将电路综合起来,进行整体 A-Doherty 功放电路的仿真。仿真电路图见图 4-11 所示。

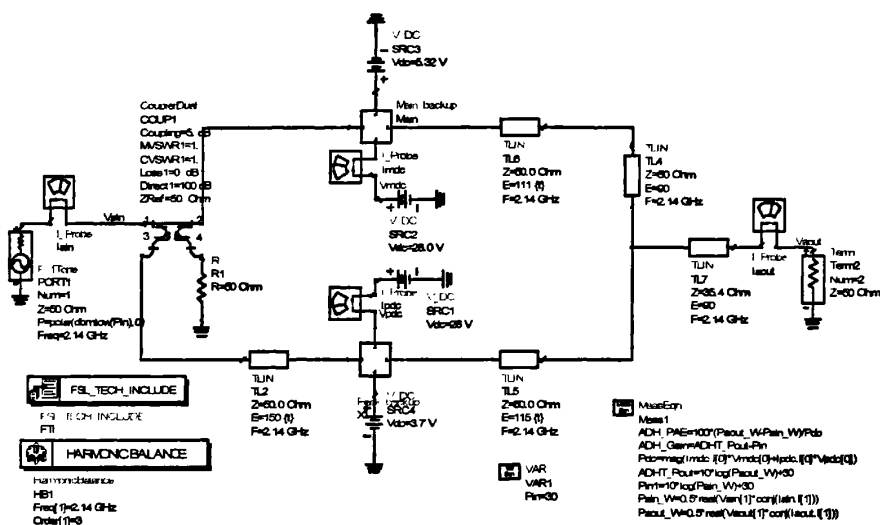


图 4-11 A-Doherty 功放电路仿真原理图

将电路连接完成之后，保持主、峰值功放管的输入输出匹配电路、偏置网络不再改动，按以下步骤进行调试：

1. 调整输入端功率分配比。通过调节两个支路上的 Π 衰值来实现，已达到前面“不等功率输入”中讲到提高效率的效果。

2. 调整主、峰值功放管输出端 50 欧姆微带线线长。调节主功放输出端 50 欧姆线长是用于调整主功放高阻状态下的效率，见图 4-4，功放在由低阻状态转入高阻状态后，反映到管子根部的阻抗将在较粗的那个圆上的任意一点，通过调整主功放输出端 50 欧姆线长，阻抗将在较粗圆上旋转，直到达到图 4-4 中的 Z_{Mmod} 点，此时效率达最大；调整峰值功放输出端 50 欧姆线长是使峰值功放没有打开时，从合路点看向峰值功放的阻抗尽量大，这样可以避免主功放输出的功率倒灌入峰值功放，提高效率；

3. 调整主、峰值功放管输入端 50 欧姆微带线的线长。调整主、峰值功放管输入端的 50 欧姆线长以对齐两支路的相位，对提高饱和输出功率和效率都十分重要。

4. 调整主、峰值功放栅压、漏压进行调试。调整栅压，尤其是峰值功放管栅压，可以在饱和输出功率和效率之间寻找一个均衡。

经过多次调试、不断优化，最终得到的仿真结果如图 4-15、4-16 所示。

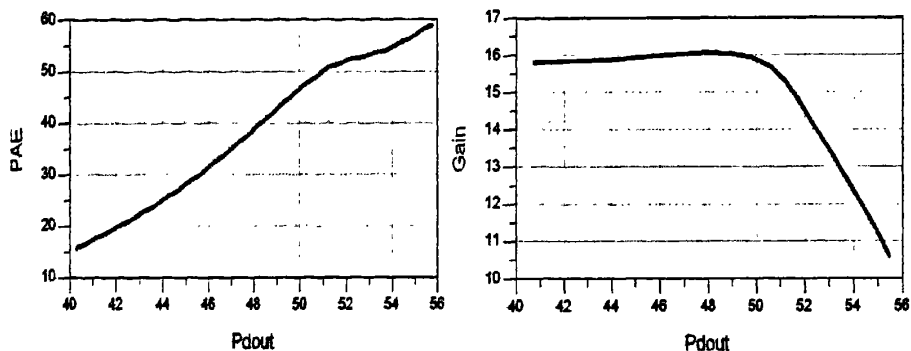


图 4-12 传统对称 Doherty 功放 ADS 仿真结果

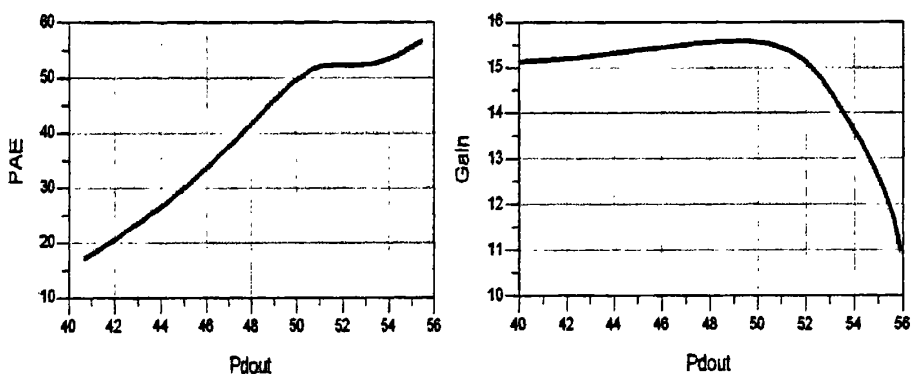


图 4-13 采用功分比为 4.0dB 的电桥获得的
不等输入功率类型 A-Doherty 功放的 ADS 仿真结果

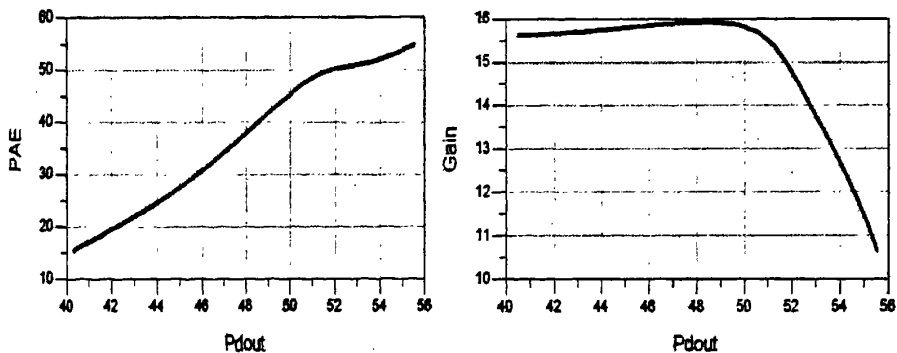


图 4-14 峰值功放管漏压设为 32V 时, Doherty 功放的 ADS 仿真结果
传统对称 Doherty 功放的仿真结果

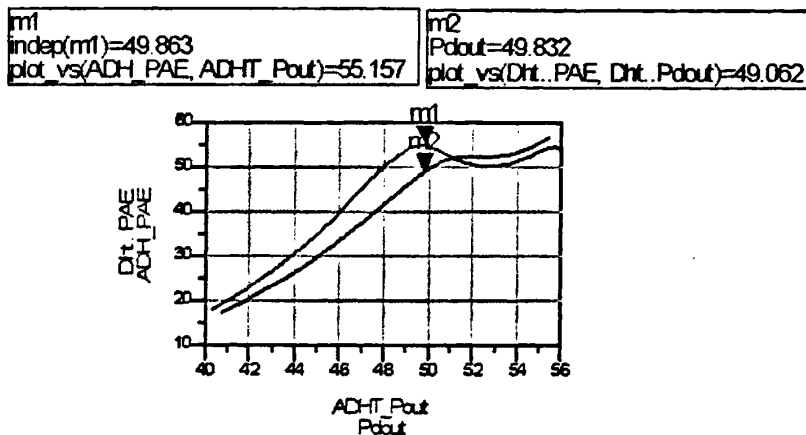


图 4-15 A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放漏极效率的对比

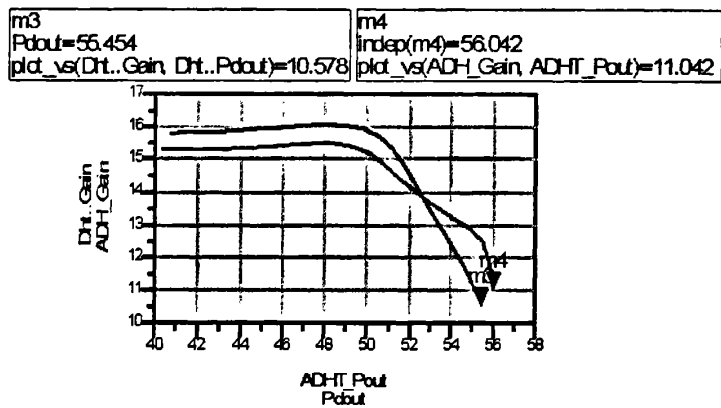


图 4-16 A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放饱和输出功率的对比

第五章 A-Doherty 功放的实现及测量

5.1 A-Doherty 功放的实现

第 4 章中的仿真中我们看到，采用“不等输入功率”作为推动实现 A-Doherty 功放结构在效率以及饱和输出功率方面，都显示了其优越性。为了验证该形式 A-Doherty 功放的实际性能，我们加工出该结构的 Doherty 功放单板，见图 5-1。按照第 4 章中所描述的调试步骤，对 A-Doherty 功放单板加以调试、优化，使其性能达到最优，并测量其性能。

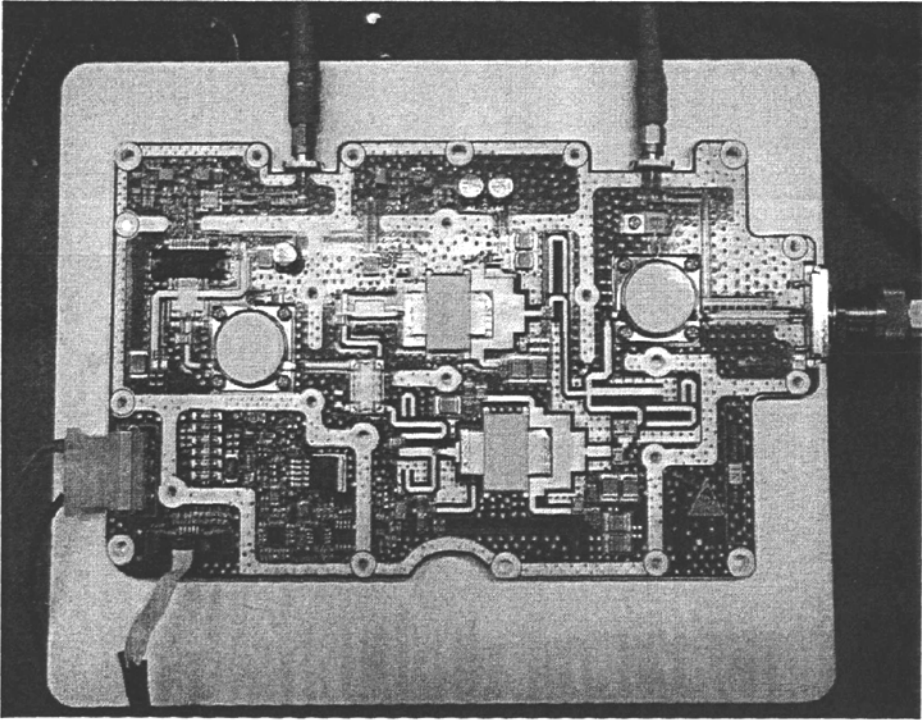
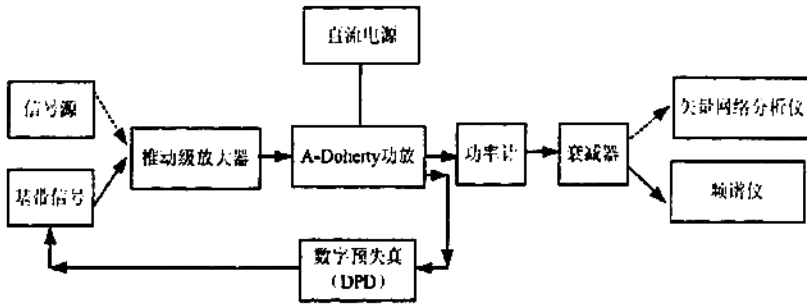
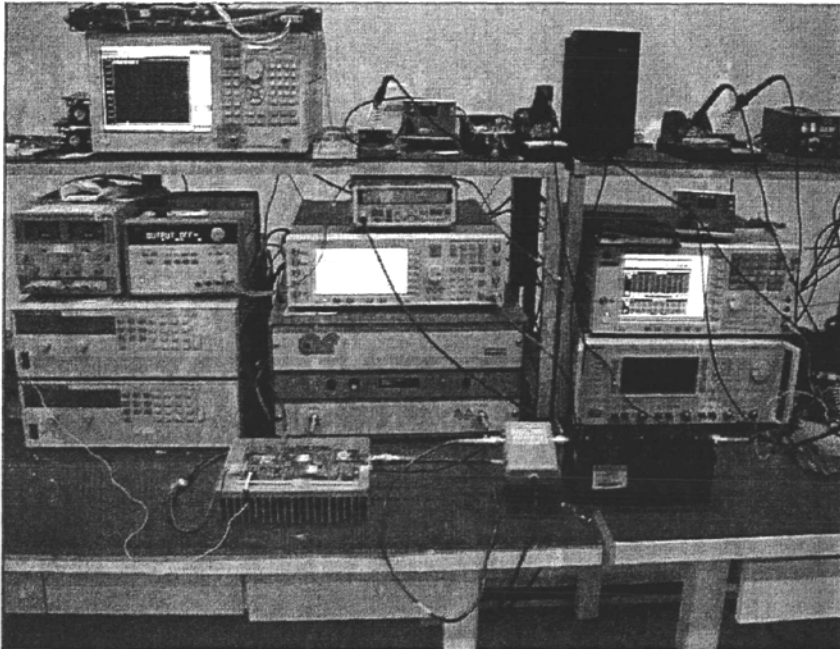


图 5-1 A-Doherty 功放单板实物图

5.2 A-Doherty 功放的测量结果



5-2 A-Doherty 功放单板测试方框图



5-3 A-Doherty 功放单板的测试环境

整个测试环境如图 5-3 所示，该测试平台由以下仪器组成：信号源（一台），矢量网络分析仪（一台），超宽带功率放大器（一台，用于作为推动级使用），直流电源（两台），功率计（一台），大功率衰减器（一台），频谱分析仪（一台）电脑（一台，用于控制），另外还有 DPD 校正系统模块（图中未显示）。在该测试平台下，对多次调试、优化后的 A-Doherty 功放单板的性能进行测试，把测得的结果与对称 Doherty 功放进行对比分析。

5.2.1 增益测试曲线

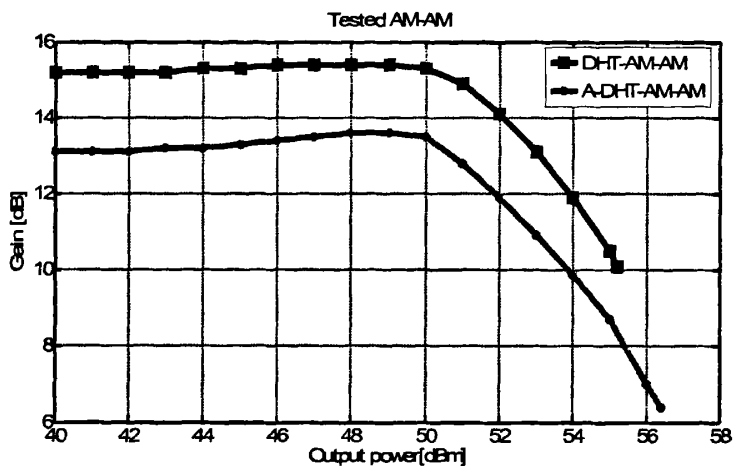


图 5-4 A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放 AM-AM 测试曲线的对比

从图 5-4 可以看出，与理论分析相一致，A-Doherty 功放的饱和输出功率要大于传统的对称 Doherty 功放，该例中 A-Doherty 功放单板的饱和输出功率为 56.2 dBm。此外，由增益曲线可以看出，在峰值功放即将打开时，即功放输出 50 dBm 左右，A-Doherty 功放中载波功放的饱和程度要大于传统对称 Doherty 功放，这也是 A-Doherty 功放效率高于传统对称 Doherty 功放的原因之一。因为 A-Doherty 功放采用 5 dB 功分电桥，所以增益要低 2 个 dB 左右。

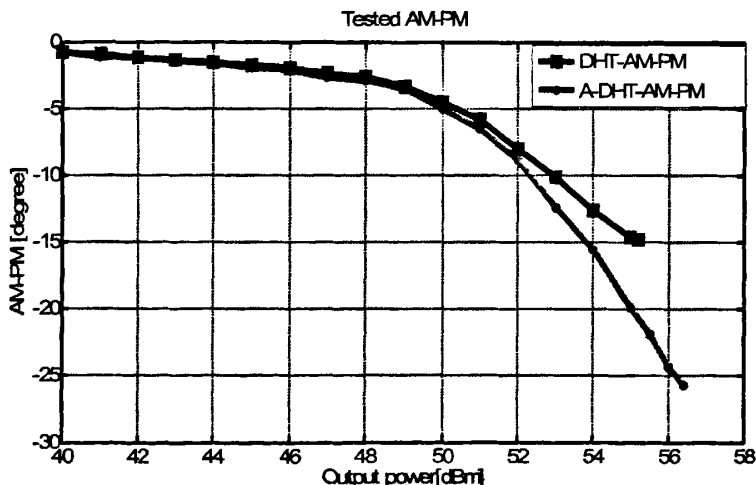


图 5-5 A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放 AM-PM 测试曲线的对比

由图 5-5 可见，由于 A-Doherty 功放在峰值功放即将开始工作时，载波功放的饱和程度较深，得到了较高的效率，同时由于由于主功放较深的饱和，使得失真较为严重，图 5-4 中两类功放的 AM-PM 测试曲线验证了这一点，这也是影响 A-Doherty 功放线性的重要原因。

5.2.2 漏极效率测试曲线

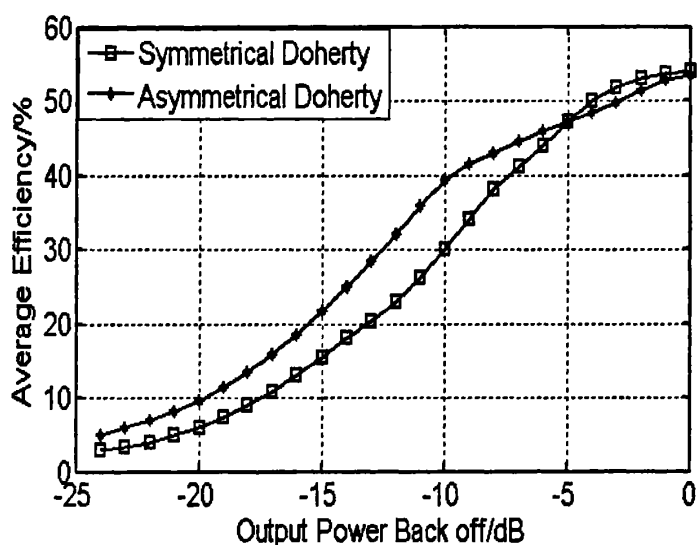


图 5-5 A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放相同功率回退下漏极效率测试曲线的对比

可以看到，与第 3 章理论分析相一致，在功率回退较小时（该测试结果为 5dB 以内），传统对称 Doherty 功放的效率高于 A-Doherty；功率回退大于一定值后（该测试结果为 5dB），A-Doherty 功放的效率要高于传统对称 Doherty 功放的效率。在饱和功率回退 7.4dB 处，A-Doherty 功放的效率高于传统对称 Doherty 功放效率 5 个百分点；回退 9dB 时，A-Doherty 功放效率提高 9 个百分点；回退 10dB 时，效率提升了 10 个百分点。

5.2.3 ACPR 测量结果

表 5-1 饱和功率回退-7.4dB 时, A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放测得 ACPR 的对比

	+10MHz	+5MHz	-5MHz	-10MHz
	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果
2110 MHz	-46.2dBc -47.8dBc	-33.5dBc -35.4dBc	-33.8dBc -35.8dBc	-46.8dBc -47.4dBc
2140 MHz	-47.1dBc -48.9dBc	-35.4dBc -35.7dBc	-35.6dBc -35.3dBc	-47.0dBc -48.2dBc
2170 MHz	-48.3dBc -49.5dBc	-37.2dBc -38.3dBc	-37.8dBc -39.0dBc	-49.4dBc -49.9dBc

表 5-2 饱和功率回退-7.4dB 时, A-Doherty 与传统对称 Doherty 功放经过 DPD 校正后测得 ACPR 的对比

	+10MHz	+5MHz	-5MHz	-10MHz
	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果	A-DHT 测量结果 DHT 测量结果
2110 MHz	-64.8dBc -65.9dBc	-58.3dBc -60.3dBc	-58.5dBc -61.0dBc	-65.0dBc -66.1dBc
2140 MHz	-66.9dBc -68.2dBc	-59.2dBc -61.9dBc	-59.9dBc -62.4dBc	-67.2dBc -68.4dBc
2170 MHz	-68.8dBc -70.2dBc	-60.2dBc -61.8dBc	-60.8dBc -62.0dBc	-68.3dBc -70.0dBc

从上面两个表格中可以看出, 在相同功率回退下, A-Doherty 功放的线性要稍差于传统对称 Doherty 功放, 但是经过 DPD 校正之后, 完全可以满足协议要求的 -45dBc 的要求。

第六章 结论及展望

本文开篇介绍了功率放大器在整个无线通信系统中所处的位置及其地位，其重要性决定其成为众多射频工程师关注的焦点。在功放众多指标中，输出功率、效率和线性是工程师设计过程中最为关注的，也是最令工程师棘手的问题。因为效率的提升和线性的改善在一定程度上是相互矛盾的，提高效率线性变差，或者反之，因此往往令工程师们顾此失彼。本文第一章中简要介绍了几种提高功放效率的技术，包括 Kahn 包络分离和恢复技术、包络跟踪（Envelop Trans）技术、LINC 技术以及 Doherty 功放技术等。其中，用 Doherty 功放技术提高效率、结合数字预失真（DPD）校正技术提高线性的模式，近乎成为当前业界各大通信设备制造商功放技术的典范。

本论文即以 Doherty 功放技术为出发点，经过对传统对称 Doherty 功放技术的充分研究，提出了该技术中存在的两点不足，即低效率和低饱和输出功率。而这两点不足对整个 Doherty 功放的输出功率、效率以及线性均产生了不同程度的影响。因此，很有必要加以改进。作者在文中提到了 4 种改进方案，结合实习单位的具体需求，作者将 4 种方案中的两种结合起来，组成了一种新型的 A-Doherty 功放结构。

根据实测结果，该类型 A-Doherty 功放结构满足设计指标，且拥有良好的性能，在线性没有明显恶化的情况下，较大幅度的提高了功放效率，在功率回退同时达 5.0dB 时，A-Doherty 功放与传统对称 Doherty 功放获得相同的效率，功率回退大于 5.0dB 后，A-Doherty 功放的效率要高于传统对称 Doherty 功放，例如同时回退 10.0dB 时，前者效率要高于后者 10 个百分点！此外，A-Doherty 功放还提高了饱和输出功率，该例中提高了 1.1dBm，这对线性的改善也起到了一定作用。

当然，该结构 A-Doherty 功放也存在着一一定的缺点，例如由于峰值功放打开时，载波功放的饱和会引起整个功放线性的恶化，以及由于增大了功分器的功分比，使得整体增益降低等，还有待进一步完善。

该研究成果得到了华为公司的充分肯定。在全球范围内大力提倡“节能、环保，创建绿色基站”的背景下，此种类型 A-Doherty 功放拥有明显的竞争优势，很有可能成为未来功放设计技术的发展趋势。

致 谢

首先向我的导师王锡良副教授致以崇高的敬意和衷心的感谢!导师严谨的治学风范、严于律己、宽以待人的作风使我深受裨益,是我的精神财富。在这三年的求学中,王老师在学习、科研和生活上给予很多有益帮助,提供了优良的科研环境和宽松的工作氛围,为我作了大量的工作,在此表示衷心感谢和美好的祝福。

感谢华为公司各位领导和同事的指导和建议。是他们耐心的帮助让我在新的环境里能够快速茁壮的成长,很快适应了公司的氛围,融入到这个充满温馨的大家庭中。

感谢倪涛博士、索海雷同学,他们在我的工作和日常生活中对我帮助甚大,在作课题的过程中他们给与了我无私的帮助,在此衷心地祝愿他们学有所成,前程似锦。

感谢与我同师的王晓会、董利芳同学,在课题实现以及求学过程中他们给予了我莫大的帮助!

感谢许许多多曾经至亲和曾经认识的朋友,是他们同样的关怀,同样的爱护,给我以勇气、自信和力量。

最后衷心感谢评阅本论文的各位专家,感谢他们付出的辛勤劳动!

参考文献

- [1] 张平等编着.WCDMA移动通信系统.北京:人民邮电出版社,2004年,55-59
- [2] 张玉兴 赵宏飞译, Andrei Grebennikov著, 射频与微波功率放大器设计.北京:电子工业出版社,2007年,60-62
- [3] 罗凌,焦元媛,陆冰等.第三代移动通信技术与业务.北京:人民邮电出版社,2007年,33-37
- [4] 张玉兴编着.射频模拟电路.北京:电子工业出版社,2003年,42-46
- [5] 郑新,赵玉洁,刘永宁,潘厚忠等译.微波固态电路设计.北京:电子工业出版社,2006年,23-25
- [6] 陈邦媛编着.射频通信电路.北京:科学出版社,2002年,442-447
- [7] L.R.Kahn, Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration, Proc.IRE,vol.40,July 1952,pp.803-806
- [8] FH.Raab,High Efficiency Amplification Techniques.IEEE Circuit and Systems J.,vol.7.dec.1975,pp3-11
- [9] H.L.Krauss,C.W.Bostian,and F.H.Raab,Solid State Radio Engineering, New York:Wiley, 1980,pp.54-59
- [10] FH.Raab and DJ.Rupp,Class-S High-Efficiency Ampiltude Modulator,RF Design, vol.17, may.1994, pp3-11
- [11] G.liannigton, E-EChen,P.M.Asbeck,etal.High-Efficiency PowerA mplifiers Using Dynamic Power-Supply Voltage For CDMA Applications, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-47, Aug,1999, pp .1471-1476
- [12] GHannigton, E-EChen, V.Radisic, T.Itoh, etal.Microwave Power Amplifier Efficiency Improvement with a 10MHz HBT DC-DC Converter, 1998 IEEE MTT-S Int.Microwave Symp.Dig.,pp:313-316
- [13] M.Ranjan, K.H.Koo, rxHannigton, etal.Microwave Power Amplifiers with Digitaly-Controlled Power-Supply Voltage for High Eficency and High linearity, 2000 IEEE MTT-S Int Microwave Symp.Dig.,Vol,pp.89-92
- [14] H.Chireix, High Power outphasing Modulation, Proc.IRE,Vol23,Nov.1935,pp.1370-1392,
- [15] D.C.Cox, Linear Amplification with Nonlinear Components, IEEE Trans.Commun.,vol.C

- OM-22,Dec.1974,pp.1942-1945
- [16] F.H.Raab, Average Efficiency of Outphasing Power-Amplifier Systems, IEEE Trans.Commun., vol.COM-33,Oct.1985,pp.1094-1099
- [17] W.H.Doherty, A New High Efficiency Amplifier for Moudulated Waves, Proc.IRE,vol. 24,Sept.1936,pp.1163-1182
- [18] Steve C.Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House, ING.2006, pp.236-250
- [19] Youngoo Yang, Jeonghyeon Cha, Bumjae Shin, and Bumman Kim. A Fully Matched N-Way Doherty Amplifier With Optimized Linearity. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, No. 3, Mar. 2003,pp.986-993
- [20] 贾建华, 江一奇. Doherty功率放大器研究与设计, 元器件与应用.2006, 24-26
- [21] 耿知,郭伟. 线性化Doherty功率放大器设计, 信息技术.2007年, 45-50
- [22] Jangheon Kim, Jeonghyeon Cha, Idu Kim, and Bumman Kim, Optimum Operation of Asymmetrical-Cells-Based Linear Doherty Power Amplifiers—Uneven Power Drive and Power Matching, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, No.5, MAY 2005,pp.1802-1809
- [23] Takashi Yamamoto, Takaya Kitahara and Shigeru Hiura, 50% Drain Efficiency Doherty Amplifier with Optimized Power Range for W-CDMA Signal, Microwave Symposium, 2007. IEEE MTT-S International,pp.1263-1266
- [24] Jae-Gon Ghim, Kyoung-Joon Cho*, Jong-Heon Kim and Shawn P. Stapleton. A High Gain Doherty Amplifier Using Embedded Drivers, IEEE MTT-S 2006,pp.1838-1841
- [25] Ulrich L.Rohde and David P.Newkirk. 无线应用射频微波电路设计.北京.电子工业出版社.2004年, 751-754
- [26] Rowans Gilmore, Les Besser.现代无线系统射频电路实用设计卷1, 有源电路与系统.北京: 电子工业出版社. 2006年, 156-161
- [27] 汪小路、赵为粮、李红组.一种基于AgilenIADS的功率放大器输出匹配新方法.重庆工商大学学报第23卷第1期2006年2月, 76-80

攻读硕士期间取得的研究成果

- [1] Jiabin Yin, Xiliang Wang, Tao Ni Investigation and Implementation of Two Ways Asymmetrical Doherty Amplifier. 2008 China-Japan-Korea Post Graduate Research Conference on Electronics & Communications

附录

MRF6S21140LDMOS 管主要指标性能

Freescale Semiconductor
Technical Data

MRF6S21140H
Rev. 2, 1/2005

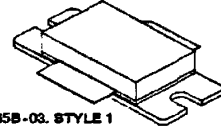
RF Power Field Effect Transistors N-Channel Enhancement-Mode Lateral MOSFETs

Designed for W-CDMA base station applications with frequencies from 2110 to 2170 MHz. Suitable for TDMA, CDMA and multicarrier amplifier applications. To be used in Class AB for PCN - PCS/cellular radio and WLL applications.

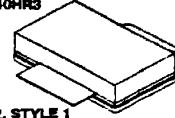
- Typical 2-carrier W-CDMA Performance: $V_{DD} = 28$ Volts, $I_{DD} = 1200$ mA, $P_{avg} = 30$ Watts Avg., Full Frequency Band, Channel Bandwidth = 3.84 MHz, Peak/Avg. = 8.5 dB @ 0.01% Probability on CCDF, Power Gain — 15.5 dB, Drain Efficiency — 27.5%, IM3 @ 10 MHz Offset — -37 dBc @ 3.84 MHz Channel Bandwidth, ACPR @ 5 MHz Offset — -41 dBc @ 3.84 MHz Channel Bandwidth
- Capable of Handling 10:1 VSWR, @ 28 Vdc, 2140 MHz, 140 Watts CW Output Power
- Characterized with Series Equivalent Large-Signal Impedance Parameters
- Internally Matched, Controlled Q, for Ease of Use
- Qualified Up to a Maximum of 32 V_{DD} Operation
- Integrated ESD Protection
- Lower Thermal Resistance Package
- Designed for Lower Memory Effects and Wide Instantaneous Bandwidth Applications
- Low Gold Plating Thickness on Leads, 40 μ m Nominal.
- In Tape and Reel, R3 Suffix = 250 Units per 56 mm, 13 inch Reel.

MRF6S21140HR3
MRF6S21140HSR3

2170 MHz, 30 W AVG., 28 V
2 x W-CDMA
LATERAL N-CHANNEL
RF POWER MOSFETs



CASE 465B-03, STYLE 1
NI-880
MRF6S21140HR3



CASE 465C-02, STYLE 1
NI-880S
MRF6S21140HSR3

Table 1. Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	-0.5, +68	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-0.5, +12	Vdc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25 $^\circ\text{C}$	P_D	500 2.9	W W/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	200	$^\circ\text{C}$
CW Operation	CW	140	W

Table 2. Thermal Characteristics

Characteristic	Symbol	Value (1,2)	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case Case Temperature 80 $^\circ\text{C}$, 140 W CW Case Temperature 75 $^\circ\text{C}$, 30 W CW	$R_{\theta JC}$	0.35 0.38	$^\circ\text{C}/\text{W}$

1. MTTF calculator available at <http://www.freescale.com/rl>. Select Tools/Software/Application Software/Calculators to access the MTTF calculators by product.
2. Refer to AN1955/D *Thermal Measurement Methodology of RF Power Amplifiers*. Go to <http://www.freescale.com/rl>. Select Documentation/Application Notes - AN1955.

NOTE - CAUTION - MOS devices are susceptible to damage from electrostatic charge. Reasonable precautions in handling and packaging MOS devices should be observed.

TYPICAL CHARACTERISTICS

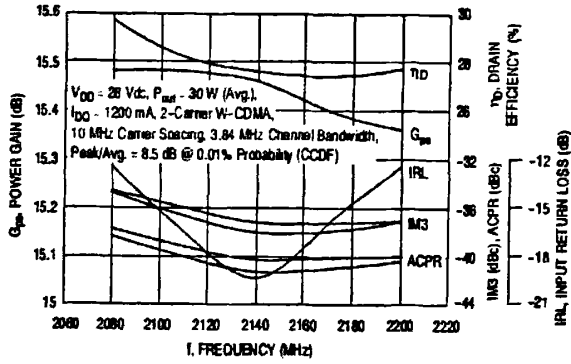


Figure 3. 2-Carrier W-CDMA Broadband Performance @ $P_{out} = 30$ Watts Avg.

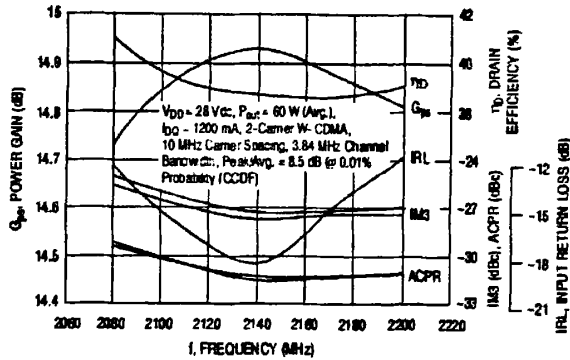


Figure 4. 2-Carrier W-CDMA Broadband Performance @ $P_{out} = 60$ Watts Avg.

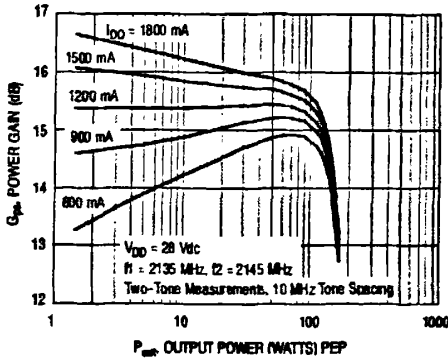


Figure 5. Two-Tone Power Gain versus Output Power

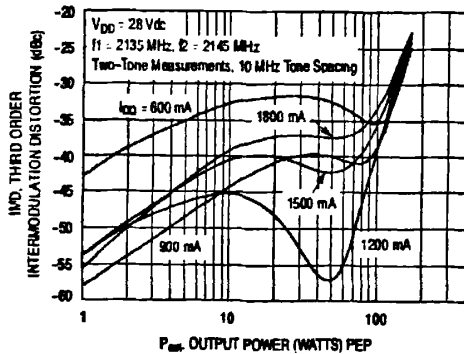


Figure 6. Third Order Intermodulation Distortion versus Output Power

TYPICAL CHARACTERISTICS

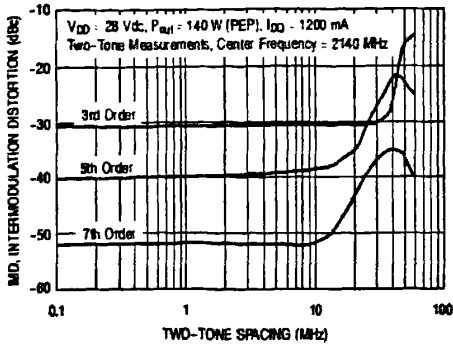


Figure 7. Intermodulation Distortion Products versus Tone Spacing

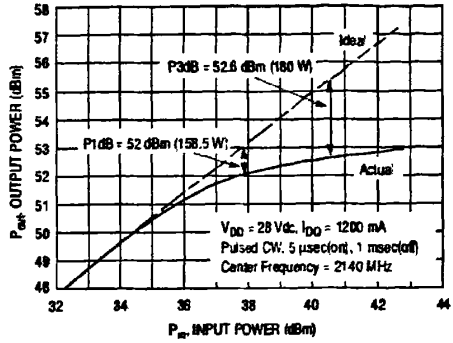


Figure 8. Pulse CW Output Power versus Input Power

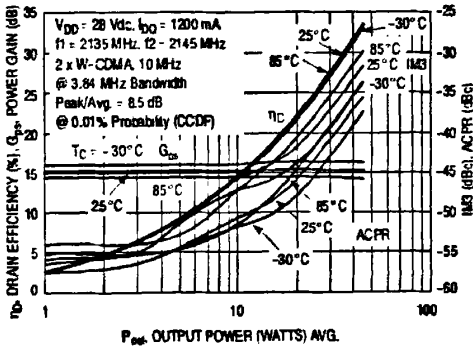


Figure 9. 2-Carrier W-CDMA ACPR, IM3, Power Gain and Drain Efficiency versus Output Power

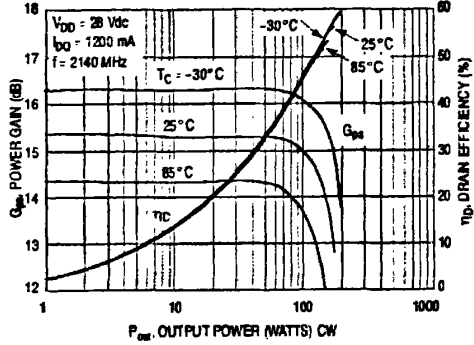


Figure 10. Power Gain and Drain Efficiency versus CW Output Power

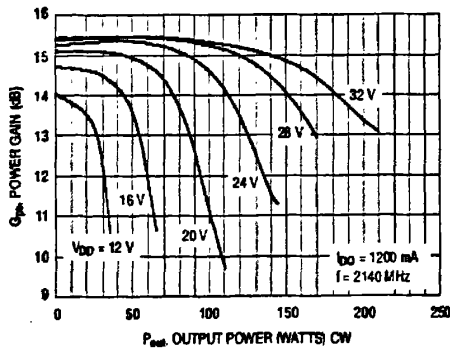


Figure 11. Power Gain versus Output Power

MRF6S21140HR3 MRF6S21140HSR3