

基于功放管最优负载阻抗的 Doherty 功率放大器效率提升方法

马传辉, 潘文生, 邵士海, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731)

摘 要: 本文给出了一种提高 Doherty 功率放大器(DPA)效率的方法. 为减轻非理想负载调制和膝点电压效应引起的 DPA 效率下降, 首先分析得出了载波和峰值功放管负载阻抗应满足的要求, 推导出了与载波放大器负载阻抗相关的等驻波比圆, 并使用该圆得到了载波功放管的最优负载阻抗, 以提高 DPA 的效率. 根据所提方法设计并实现了一个工作在 2.35GHz 的非对称 DPA. 单音信号测试时, 该放大器的饱和功率为 49.3dBm, 在峰值和 8dB 回退功率下其漏极效率分别高于 68% 和 55%. 五载波 100MHz LTE-advanced 信号激励下, 输出功率 40.5dBm 时该放大器的平均效率为 50.5%, 其校正后的邻道泄露比(ACLR)低于 -47.5dBc. 实验结果表明, 本文设计的非对称 Doherty 放大器具有较高的平均效率和良好的线性度性能, 验证了所提方法的有效性.

关键词: Doherty 功率放大器; 高效率; 等驻波比圆; 数字预失真

中图分类号: TN722

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2016)07-1728-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.07.030

Efficiency Improvement of Doherty Power Amplifier Through Selection of the Power Transistor's Optimum Load Impedances

MA Chuan-hui, PAN Wen-sheng, SHAO Shi-hai, TANG You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China,
Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: This paper presents an approach to improve the efficiency of the Doherty power amplifier. To mitigate the efficiency degradation resulting from the imperfect load modulation and the knee voltage effect, the requirements that the load impedances of the carrier and peaking transistors should meet were outlined. Subsequently, a constant voltage standing wave ratio (VSWR) circle that was related to the carrier amplifier's load impedances was derived and utilized to obtain the carrier transistor's optimum load impedances. For experimental validation, an asymmetrical DPA operating at 2.35GHz was designed and implemented. Tested with single tone continuous wave, the proposed DPA delivers a saturation power of about 49.3dBm and exhibits a drain efficiency of higher than 68% and 55% at peak and 8dB back-off power, respectively. When driven with 5 carriers 100MHz LTE-advanced signal, the DPA shows an average efficiency of 50.5% at 40.5dBm output power, along with an adjacent channel leakage ratio (ACLR) of lower than -47.5dBc after the digital pre-distortion (DPD) correction. The experimental results demonstrated that the proposed Doherty power amplifier has high average efficiency and good linearity performance, which verified the effectiveness of the proposed design approach.

Key words: Doherty power amplifier; high efficiency; constant VSWR circle; digital pre-distortion

1 引言

第三代和第四代移动通信系统都采用具有高频谱效率的调制方式, 以提升数据速率、增大系统容量, 从而

满足用户日益增长的数据业务需求. 然而, 这也导致了信号具有 6 ~ 12dB 左右的峰值平均功率比(PAPR). 为线性地放大该类信号, 传统功率放大器, 如 A 类、AB 类和 B 类等, 一般需要工作在效率低下的功率回退区域,

导致能源浪费、手持设备电池续航时间减短和器件寿命因散热不良而缩短等问题. 基于有源负载调制理论的 Doherty 功率放大器 (DPA) 可高效率地工作在功率回退区域^[1~9], 且经过数字预失真技术校正后能保证输出信号具有良好的线性度, 因而成为目前的研究热点之一.

Doherty 功率放大器通常由分别工作在 AB 类和 C 类的载波与峰值放大器、功率分配网络和负载调制网络四部分组成. 小信号时峰值放大器关闭, 负载调制网络提供给载波放大器较高的负载阻抗, 使其提前进入电压饱和状态, 从而获得高效率; 大信号时峰值放大器开启, 其输出功率通过负载调制网络将载波放大器的负载不断地牵引到低阻抗值, 使得载波放大器的输出电流可以继续增大, 保持高效率的同时输出功率继续升高, 直到载波和峰值放大器都达到功率饱和状态.

在工程实现中, DPA 的效率受非理想负载调制和膝点电压效应等因素影响而降低^[1~5]. 为改善负载调制效果, 提高 DPA 效率, 不等功率输入^[1]、栅极偏压动态调整^[2]、非对称结构^[3]和改进负载调制网络^[4]等方法被提出. 理论分析和实验结果展示了上述方法可有效地提高 DPA 的效率. 但该类方法在分析过程中将功放管建模为理想器件, 未考虑其寄生参数和膝点电压效应等非理想因素. 针对功放管的膝点电压效应, 文献[5]通过增大载波放大器的负载阻抗使其在回退点处进入充分电压饱和状态, 将 DPA 的平均效率提升了约 4%. 但该方法会导致载波和峰值放大器的负载阻抗在峰值功率下失配, 影响负载调制效果, 降低 DPA 的最大输出功率.

本文给出了一种基于功放管最优负载阻抗的 DPA 效率提升方法. 该方法可保证 DPA 具有良好负载调制效果, 同时能减轻膝点电压效应对 DPA 效率的影响. 本文首先分析得出了载波和峰值功放管的负载阻抗应满足的要求, 然后根据无耗互易网络的特性推导出了与载波放大器负载阻抗相关的等驻波比圆, 并利用该圆确定了载波功放管的最优负载阻抗, 以提高 DPA 的效率. 为验证所提方法, 本文使用相同功放管设计并实现了一个具有 100 MHz 信号带宽的非对称 Doherty 功率放大器.

2 效率提升方法

2.1 DPA 效率分析

Doherty 放大器通常用于放大具有高峰均比的调制信号, 其平均效率与信号的功率概率密度函数有关, 如式(1)所示:

$$\eta_{\text{avg}} = \frac{P_{\text{RF, avg}}}{P_{\text{DC, avg}}} = \frac{\int \rho(P_{\text{RF}}) \cdot P_{\text{RF}} dP_{\text{RF}}}{\int \rho(P_{\text{RF}}) \cdot P_{\text{DC}} dP_{\text{RF}}} \quad (1)$$

由于 $\rho(P_{\text{RF}})$ 的取值主要集中在回退区域, 因而 DPA 的回退效率对其整体平均效率的影响最大^[6]. 在 DPA 的设计过程中, 通常参考调制信号的 PAPR 确定 DPA 的功率回退范围 (OBO), 以使调制信号的功率主要集中在 DPA 的第一效率峰点处 (P_{OBO}), 从而获得较高的平均效率. OBO 确定后, 利用式(2)计算可得峰值与载波放大器的最大输出功率比 δ ^[7]. 峰值功率下, 两路放大器的输出功率比须达到该值, 以保证 DPA 具有良好的负载调制效果. 否则, 载波和峰值放大器的负载阻抗将不能被调制到各自的最优值, 导致 DPA 最大功率减小. 此时若保持平均输出功率不变, 则线性度变差; 保持功率回退范围不变则效率下降^[8].

$$\delta = \frac{P_{\text{P, max}}}{P_{\text{C, max}}} = 10^{\frac{\text{OBO}}{20}} - 1 = 10^{\frac{\text{PAPR}}{20}} - 1 \quad (2)$$

DPA 的回退效率主要由其载波放大器的效率决定^[9]. 输出功率低于 P_{OBO} 时, 峰值放大器处于关闭状态, DPA 的效率由载波放大器的效率决定; 输出功率高于 P_{OBO} 时, 载波放大器保持在电压饱和状态, 具有较高的效率, 另外刚开启后的峰值放大器具有较低的输出功率和效率, 所以 DPA 的效率仍主要取决于载波放大器. 实际中, DPA 输出功率等于 P_{OBO} 时, 受功放管膝点电压效应的影响, 载波放大器不能进入电压饱和状态, DPA 在回退点的效率不能达到最大. 此外, 由于功放管的漏极-源极电容 C_{DS} 等寄生参数, 峰值放大器开启前的输出阻抗较小, 使得部分功率泄漏到峰值放大器, 造成效率下降.

因此, 为改善 DPA 的负载调制效果, 减小膝点电压效应的影响, 从而提高 DPA 的平均效率, 在设计过程中应遵循以下原则^[6]:

(1) 峰值功率下, 载波功放管和峰值功放管应分别匹配到最优负载阻抗 $Z_{\text{opt, C, H}}$ 与 $Z_{\text{opt, P, H}}$, 如图 1 所示, 对应的最大输出功率分别为 $P_{\text{C, max}}$ 和 $P_{\text{P, max}}$, 且 $P_{\text{C, max}}/P_{\text{P, max}}$ 应等于 1: δ .

(2) 峰值放大器开启前, 载波功放管应匹配到最优阻抗 $Z_{\text{opt, C, L}}$, 使得载波放大器在输出功率为 ($P_{\text{C, max}} +$

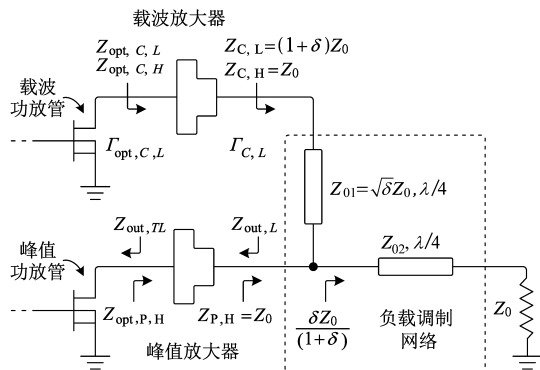


图1 非对称Doherty功率放大器原理框图

$P_{p,max})/(1+\delta)^2$ 时进入饱和状态,且具有尽可能高的效率。

(3) 峰值放大器开启前,峰值放大器的输出阻抗 $Z_{out,L}$ 应尽量大以减小功率泄露对效率的影响。

2.2 基于等驻波比圆的最优负载阻抗选择

由上节的分析可知,在不同的工作状态下,载波放大器的输出匹配网络(OMN_C)需将 $Z_{C,L}$ 和 $Z_{C,H}$ 分别匹配至 $Z_{opt,C,L}$ 和 $Z_{opt,C,H}$; 峰值放大器的输出匹配网络(OMN_P)需将 $Z_{out,TL}$ 和 $Z_{P,H}$ 分别匹配到 $Z_{out,L}$ 和 $Z_{opt,P,H}$ 。假设 OMN_C 为无耗互易的两端口网络,则其 S 参数具有以下性质^[10]:

$$S_{12} = S_{21} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (4)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{11}^*S_{12} + S_{21}S_{22}^* + S_{21}^*S_{22} = 0 \quad (5)$$

利用式(3)~(5), OMN_C 的 S 参数可以表示为:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & \sqrt{1 - |S_{11}|^2} e^{j\theta_{21}} \\ \sqrt{1 - |S_{11}|^2} e^{j\theta_{21}} & -S_{11}^* e^{j2\theta_{21}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 θ_{21} 为该网络 S_{21} 的相位。选取 $Z_{C,H}$ 为该网络 S 参数的参考阻抗并假定 OMN_C 已经将 $Z_{C,H}$ 匹配到 $Z_{opt,C,H}$ (优先保证载波放大器的最大输出功率),那么当 OMN_C 的负载阻抗换成 $Z_{C,L}$ 时,该网络输入端的反射系数可写做:

$$\Gamma_{opt,C,L} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{C,L}}{1 - S_{22}\Gamma_{C,L}} \quad (7)$$

当 OMN_C 输入输出端的参考阻抗分别选为 $Z_{opt,C,H}^*$ 和 $Z_{C,H}$ 时,根据上述条件以及广义 S 参数的定义可得 $S_{11} = 0$ ^[11], 式(6)可重写为:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\theta_{21}} \\ e^{j\theta_{21}} & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(8)代入式(7)可得:

$$\Gamma_{opt,C,L} = \Gamma_{C,L} e^{j2\theta_{21}} \quad (9)$$

其中, $\Gamma_{opt,C,L}$ 和 $\Gamma_{C,L}$ 的参考阻抗分别为 $Z_{opt,C,H}^*$ 和 $Z_{C,H}$, 如式(10)所示。

$$\begin{aligned} \Gamma_{opt,C,L} &= \frac{Z_{opt,C,L} - Z_{opt,C,H}}{Z_{opt,C,L} + Z_{opt,C,H}^*} \\ \Gamma_{C,L} &= \frac{Z_{C,L} - Z_{C,H}}{Z_{C,L} + Z_{C,H}} \end{aligned} \quad (10)$$

根据图1中负载调制网络的参数值,计算可得的模式值,代入到式(9)可得:

$$\begin{aligned} \Gamma_{opt,C,L} &= \frac{\delta}{2 + \delta} e^{j2\theta_{21}} \\ VSWR_{opt,C,L} &= 1 + \delta \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可知,当载波放大器的输出匹配网络设计为匹配 $Z_{C,H}$ 到 $Z_{opt,C,H}$ 时,该网络将会将 $Z_{C,L}$ 匹配到以 $Z_{opt,C,H}$ 为圆心,半径为 $(1 + \delta)$ 的等驻波比圆上,具体的位

置由该网络的传输相位 θ_{21} 确定(改变 offset line 的长度以调整 θ_{21})。因此, $Z_{opt,C,H}$ 将影响到 $Z_{opt,C,L}$ 的位置,从而影响 DPA 在回退功率下所能达到的最高效率,如图2所示。

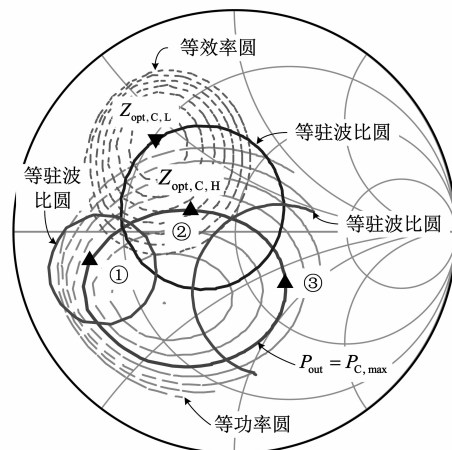


图2 利用等驻波比圆选择载波放大器最优负载阻抗 (Smith圆归一化到10Ω, 等效率圆的步进为2%)

当 $Z_{opt,C,H}$ 沿着等功率圆 $P_{C,max}$ 从①点移动到③点时,以它为圆心的等驻波比圆与回退功率下载波放大器的等效率圆有多个交点,而且每个位置下所能达到的最高效率不等。当且仅当 $Z_{opt,C,H}$ 位于②点时,等驻波比圆与等效率圆的最大值相交,该交点应作为 $Z_{opt,C,L}$ 的最佳选择,点②应选为 $Z_{opt,C,H}$ 。若选③点为 $Z_{opt,C,H}$, DPA 在回退区域的效率将比其最大值低 14%, 并且调节 offset line 的长度不能减小该差值。

3 非对称 Doherty 放大器设计与实现

为验证所提方法的有效性,使用 CREE 公司的 GaN 功放管 CGH27060 设计并实现了一个工作在 2.35GHz 具有 100MHz 带宽的非对称 Doherty 功率放大器。设计过程如下:

(1) LTE-advanced 100MHz 信号的 PAPR 约为 7.8dB, 回退范围 OBO 定为 8dB 以留出 0.2dB 工程裕量。

(2) 为方便载波和峰值放大器的单独调试与测试,将 $Z_{C,H}$ 和 $Z_{P,H}$ 设为 $Z_0(50\Omega)$ ^[12]。由 $Z_{C,H}$, $Z_{P,H}$ 和 OBO 可确定负载调制网络的参数及 $Z_{C,L}$, 如图1所示。

(3) 将峰值功放管偏置在 C 类,通过负载牵引仿真确定 $P_{p,max}$, 并利用式(2)计算得到 $P_{C,max}$ 。

(4) 将载波功放管偏置在深度 AB 类,通过负载牵引仿真获得其等功率圆。任选 $P_{out} = P_{C,max}$ 曲线上的一点作为初始的 $Z_{opt,C,H}$, 并以选定的 $Z_{opt,C,H}$ 为圆心在 Smith 圆图上画出半径为 $(1 + \delta)$ 的等驻波比圆,如图2所示。

(5) 降低载波功放管的输入功率,仿真得到其等效率圆。为获得最高回退效率,令载波功放管在效率最大

值处输出功率 $(P_{C,max} + P_{P,max})/(1 + \delta)^2$, 并选该最高效率点为 $Z_{opt,C,L}$.

(6) 在曲线 $P_{out} = P_{C,max}$ 上移动, 使等驻波比圆与回退效率最高点 $Z_{opt,C,L}$ 相交, 将圆心选为最终的 $Z_{opt,C,H}$.

遵循上述步骤, 载波功放管在峰值和回退功率下的最优阻抗选为 $Z_{opt,C,H} = (7.73 + j1.18) \Omega$ 和 $Z_{opt,C,L} = (3.32 + j3.84) \Omega$; 峰值功放管的最优负载阻抗选为 $Z_{opt,P,H} = (3.43 - j1.04) \Omega$. 为保证 DPA 在工作频带内具有平坦的增益和一致的效率、输出功率等性能, 采用了宽带多节阻抗匹配技术^[13]设计 DPA 的输入/输出匹配网络. 实现后的非对称 DPA 如图 3 所示, 所使用的板材为 Rogers 4350, 板材厚度 30mil, 介电常数为 3.48. 为提高散热性能, 改善接地环境, 功放管和印制板焊接到了铜质基板上. 载波和峰值放大器的栅极偏置电路上串联了 6.8Ω 电阻以提高放大器的稳定性. 由于 CGH27060 的导通电压在 0V 以下, 设计了上电顺序控制电路, 以确保栅极电压稳定后再给漏极供电, 防止功放管因上电顺序问题烧毁.

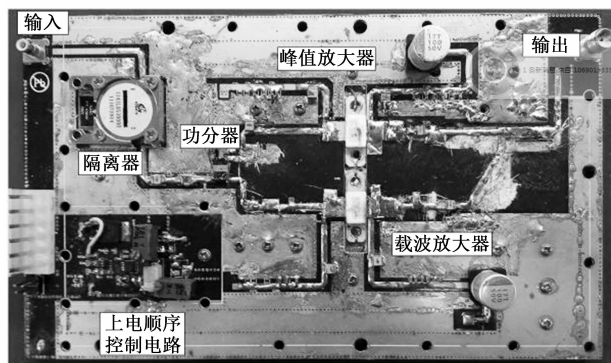


图3 非对称Doherty放大器实物图

4 实验结果及分析

4.1 单音测试

使用 2.3GHz、2.35GHz 和 2.4GHz 的单音信号对所设计的 Doherty 放大器进行了测试, 实测增益及漏极效率曲线如图 4 所示. 该放大器在 2.3 ~ 2.4GHz 内饱和输出功率高于 49.3dBm, 小信号增益约为 14dB, 带内波动小于 1dB. 其漏极效率在峰值和 8dB 回退功率下分别为 68% ~ 72% 和 55% ~ 59%, 对应的功率附加效率 (PAE) 分别为 59.5% ~ 63% 和 52% ~ 56%. 此外, 该放大器在 10dB 功率回退区域内的漏极效率高于 45%.

4.2 LTE-advanced 100 MHz 信号测试及线性化

为分析非对称 Doherty 放大器在宽带信号下的性能, 使用 100MHz LTE-advanced 信号对放大器的效率和线性度进行了测试. 数字预失真 (DPD) 校正平台系统框图如图 5 所示.

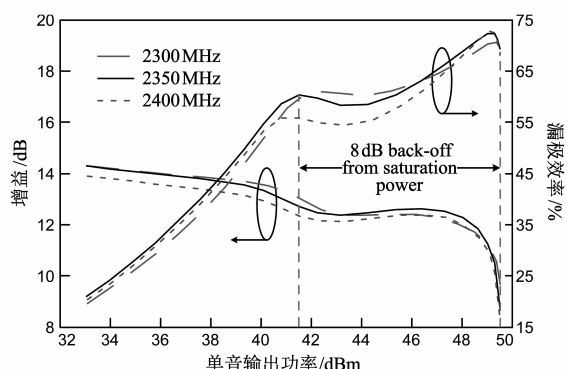


图4 不同频率下的增益与漏极效率曲线

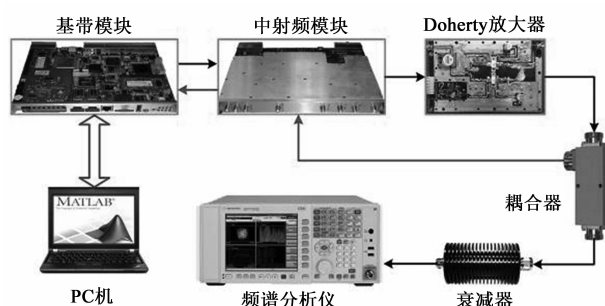


图5 数字预失真校正平台系统框图

64QAM 调制的五载波 LTE-advanced 信号在基带模块中产生并进行峰均比抑制, 由 DAC 转换成模拟信号后经射频部分完成上变频并送入待测功率放大器. 耦合器将 DPA 的输出分为两部分, 一部分经衰减后送入频谱分析仪以观测信号的频谱形状, 邻信道泄露比 (ACLR) 和输出功率等; 另一部分经反馈通道完成下变频及量化等处理, 最终送入基带模块并上报 PC 机以完成功率放大器的模型计算. 得到放大器的模型后产生预失真信号, 再次送入功率放大器以校正其非线性.

预失真前后的邻道泄露比 (ACLR) 性能如图 6 所示. 平均功率为 40.6dBm 时, 非对称 DPA 的上下边带 ACLR 在 DPD 校正前分别为 -23.6dBc 和 -28.0dBc, 其 ACLR 不平衡度大于 4dB. ACLR 不平衡主要由功率放大器在宽带信号下的电记忆效应引起, 可通过减小漏极偏置网络在低频下的阻抗进行改善^[14]. DPD 校正后, 非对称 DPA 的上下边带 ACLR 分别改善到 -47.7dBc 和 -48.3dBc, ACLR 不平衡度减小到 0.6dB. 由于预失真补偿方式的原因^[15], DPD 前后的输出功率相差约 0.2dB. 该放大器在线性度校正后平均输出功率 40.5dBm 时, 平均漏极效率约为 50.5%. 表 1 列出了近期文献中发表的 DPA 效率提升技术及其对应的测试性能. 与之相比, 本文设计的 DPA 具有一定的优越性能, 验证了设计方法的有效性.

表 1 Doherty 功率放大器性能对比

参考文献	主要技术	单音信号测试			调制信号测试			
		Freq (GHz)	Psat (dBm)	回退效率 (%)	信号带宽 (MHz)	输出功率 (dBm)	平均效率 (%)	校正前后 ACLR (dBc)
2005[1]	不等功率输入	2.14	39.0	*	5	33.0	40.0	-35.0/*
2008[2]	栅压动态调整	2.345	44.0	*	28	35.0	30.4	-35.3/* (RCE)
2011[3]	非对称结构	2.14	53.2	50 @ 6dB	20	47.1	49.3	-27.1/-49.0
2011[5]	提高负载阻抗	2.655	49.5	52 @ 6dB	10	42.0	49.3	-23.5/-42.5
2013[4]	改进负载调制网络	3.45	49.5	48 @ 6dB	100	40.4	42.5	-29/-48
本文	基于等驻波比圆的最优负载阻抗选择	2.35	49.3	55 @ 8dB	100	40.5	50.5	-23.6/-47.7

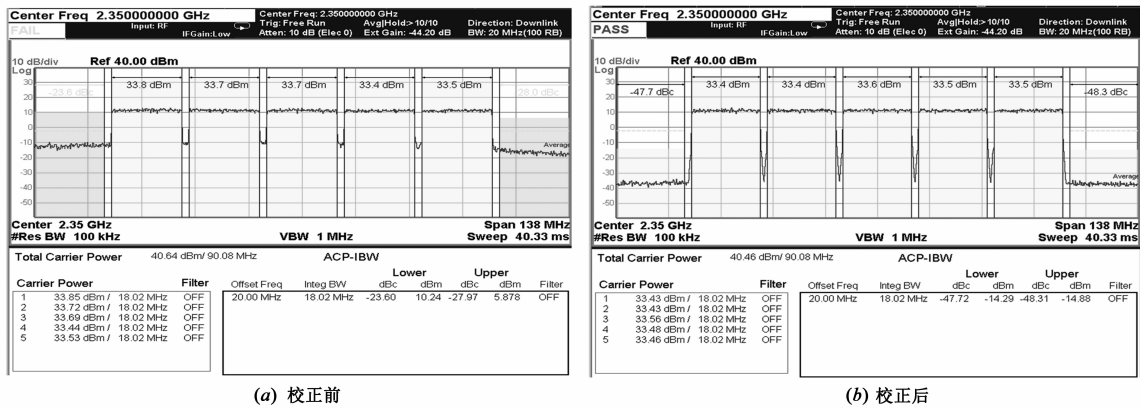


图6 DPD校正前后的ACLR

5 结论

本文给出了一种利用等驻波比圆确定载波放大器最优负载阻抗的方法,以改善 DPA 平均效率.该方法可保证 DPA 具有良好负载调制效果,同时能最小化膝点电压效应的影响.根据所提方法设计并实现了一个 2.35GHz 非对称 DPA,在 8dB 回退功率下其漏极效率高于 55%.LTE-advanced 100MHz 信号测试下,输出功率 40.5dBm 时该放大器的平均效率为 50.5%,其线性化后的 ACLR 优于 -47.5dBc.与近期发表的 DPA 效率提升技术相比,本文所提的方法具有同等甚至更高的性能.

参考文献

[1] Kim J, Cha J, Kim B, et al. Optimum operation of asymmetrical-cells-based linear Doherty power amplifiers – uneven power drive and power matching[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53 (5): 1082 – 1089.

[2] Moon J, Kim J, Kim B, et al. A wideband envelope tracking Doherty amplifier for WiMAX systems[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008, 18 (1): 49 – 51.

[3] Kim J, Fehri B, et al. Power efficiency and linearity enhancement using optimized asymmetrical Doherty power

amplifiers[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59 (2): 425 – 434.

[4] Xia J, Zhu X, Sun Y, et al. High-efficiency GaN Doherty power amplifier for 100-MHz LTE-advanced application based on modified load modulation network[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61 (8): 2911 – 2921.

[5] Moon J, Kim J, Kim B, et al. Efficiency enhancement of Doherty amplifier through mitigation of the knee voltage effect[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59 (1): 143 – 152.

[6] Akbarpour M, Helaoui M, Ghannouchi F M. A transformerless load-modulated (TLLM) architecture for efficient wideband power amplifiers[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60 (9): 2863 – 2874.

[7] Giofre R, Piazzon L, Colantonio P, Giannini F. A Doherty architecture with high feasibility and defined bandwidth behavior[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2013, 61 (9): 3308 – 3317.

[8] Chen S, Xue Q. Optimized load modulation network for Doherty power amplifier performance enhancement[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60 (11): 3474 – 3481.

[9] Colantonio P, Giannini F, Giofre R, Piazzon L. The AB-C Doherty power amplifier. Part I: theory[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineer-

- ing, 2009, 3(19): 293 – 306.
- [10] Pozar D M. 微波工程 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [11] Kurokawa K. Power waves and the scattering matrix [J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 1965, 13(2): 194 – 202.
- [12] Son J, Kim I, Kim B, et al. A highly efficient asymmetric Doherty power amplifier with a new output combining circuit [A]. Proceedings of IEEE COMAS 2011 [C]. IEEE, 2011. 1 – 4.
- [13] 冷永清, 张立军, 等. 基于 GaN HEMT 的 1.5 ~ 3.5 GHz 宽带平衡功率放大器设计 [J]. 电子学报, 2013, 41(4): 815 – 820.
LENG Yong-qing, Zhang Li-jun, et al. Design of a 1.5 ~ 3.5 GHz octave bandwidth balanced power amplifier in GaN HEMT technology [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(4): 815 – 820. (in Chinese)
- [14] Ma C, Pan W, et al. A wideband Doherty power amplifier with 100 MHz instantaneous bandwidth for LTE-advanced applications [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(11): 614 – 616.
- [15] 胡明, 潘文生, 朱晓东. 一种基于分段线性化的低邻道泄露预失真方法 [J]. 电子学报, 2013, 41(11): 2297 – 2301.

HU Ming, PAN Wen-sheng, Zhu Xiao-dong. A new pre-distortion method with low adjacent channel leakage based on piecewise linear [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(11): 2297 – 2301. (in Chinese)

作者简介



马传辉 男, 1987 年 7 月生, 山东郓城人, 电子科技大学在读博士, 研究方向为宽带高效率功率放大器和同时同频全双工收发信机.
E-mail: machuanhui517@126.com



潘文生 男, 1975 年 11 月生, 重庆人, 电子科技大学在读博士, 研究方向为高效率功率放大器, 峰均比抑制和数字预失真技术.
E-mail: panwens@uestc.edu.cn