

## 功率放大器导通角波形分析

陈高鹏

在整个推导过程中，忽略器件的膝点电压 $V_{knee}$ 的影响，即为简单起见，认为 $V_{knee} = 0V$ 。

如图 1 所示， $V_g$  代表器件的输入电压， $V_q$  为器件输入端的静态偏置电压，对应输出端电流为  $I_q$ 。设导通角为  $\alpha$ ，其含义是在一个射频信号周期内 ( $2\pi$ )，功率放大器中的有源器件导通的时间长短。所以，输出电流  $i_d$  的截断点位于： $\omega t = \pm \alpha/2$ 。

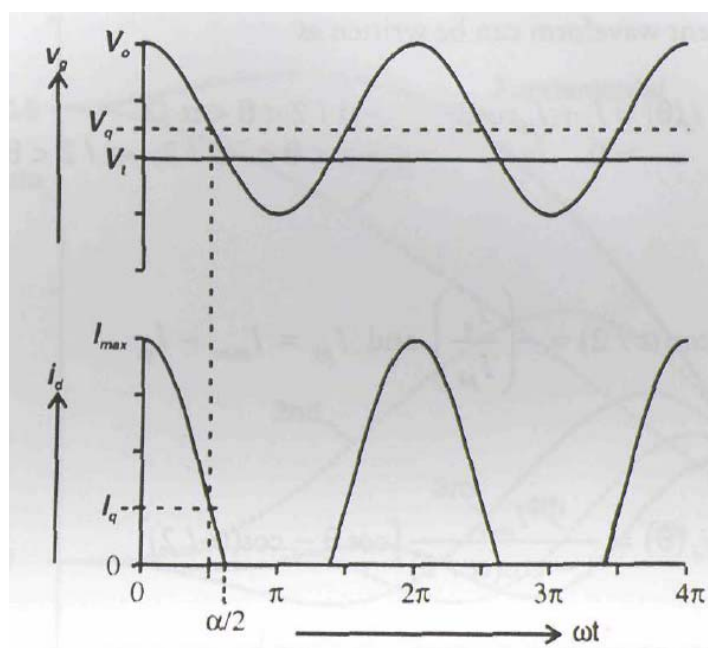


图 1 Reduced conduction angle current waveform.

从图中还可以看到，随着导通角  $\alpha$  的减小，输出电流  $i_d$  的直流分量  $I_{dc}$  也将会减小。对于基频分量将会如何变化，不是很明显，但是可以断定的是， $i_d$  中含有很多谐波分量。这些都可以对波形进行 Fourier 分析得到。

输出射频电流  $i_d$  可以写为：

$$\begin{aligned} i_d(\theta) &= I_q + I_{pk} \cdot \cos \theta, \quad -\alpha/2 < \theta < \alpha/2; \\ &= 0, \quad -\pi < \theta < -\alpha/2; -\alpha/2 < \theta < \pi. \end{aligned} \quad (1.1)$$

其中， $\cos(\alpha/2) = -\left(\frac{I_q}{I_{pk}}\right)$ ， $I_{pk} = I_{max} - I_q$ 。所以，可以得到：

$$i_d(\theta) = \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} \cdot (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) \quad (1.2)$$

其直流分量  $I_{dc}$  为:

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} \cdot (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) d\theta \\ &= \frac{I_{\max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin(\alpha/2) - \alpha \cdot \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)} \end{aligned} \quad (1.3)$$

其 n 阶分量  $I_n$  为:

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} \cdot (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) \cdot \cos n\theta d\theta \quad (1.4)$$

所以可以得到基频分量  $I_1$  为:

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin \alpha}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (1.5)$$

Class A, AB, B 和 C 的定义, 是根据导通角  $\alpha$  的大小来进行区分, 如下表所示:

Mode	Bias Point ( $V_q$ )	Quiescent Current	Conduction Angle
A	0.5	0.5	$2\pi$
AB	0~0.5	0~0.5	$\pi \sim 2\pi$
B	0	0	$\pi$
C	<0	0	$0 \sim \pi$

如图 2 所示为 Class A, AB, B 和 C 功率放大器输出电流中的直流分量  $I_{dc}$ 、基频分量  $I_1$  和

各阶谐波分量  $I_n$  与导通角  $\alpha$  的变化关系:

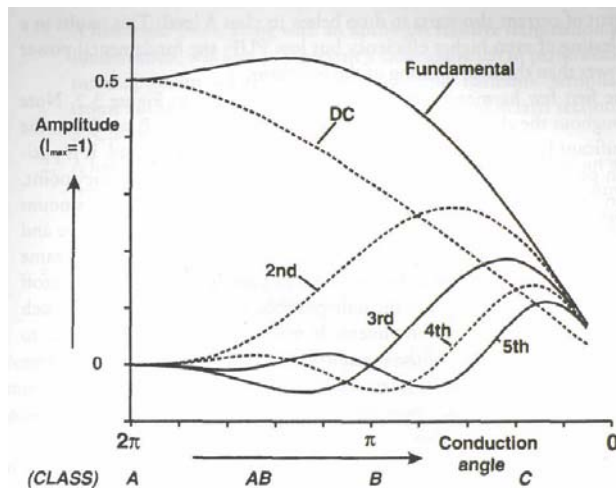


图 2 Fourier analysis of reduced conduction angle current waveforms.

由图可知，随着导通角  $\alpha$  的不断减小，功率放大器输出电流中的直流分量  $I_{dc}$  单调减小，在 Class B 模式下 ( $\alpha = \pi$ )，有：

$$I_{dc}(\text{Class B}) = I_{\max} / \pi \quad (1.6)$$

对比 Class A 模式下 ( $\alpha = 2\pi$ )：

$$I_{dc}(\text{Class A}) = I_{\max} / 2 \quad (1.7)$$

而在 Class A 和 Class B 模式下，其基频分量  $I_1$  相同：

$$\begin{aligned} I_1(\text{Class A}, \alpha=2\pi) &= I_1(\text{Class B}, \alpha=\pi) \\ &= I_{\max} / 2 \end{aligned} \quad (1.8)$$

所以，由上面几个公式，可知，Class A 的效率为 50%，Class B 的效率为  $50\% \times \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$ 。从 Class A  $\rightarrow$  Class AB  $\rightarrow$  Class B，随着导通角  $\alpha$  的减小，功率放大器输出电流的基频分量  $I_1$  基本上保持不变，但是当  $\alpha$  继续减小为 Class C 模式时， $I_1$  开始急剧下降。

由上列公式还可以推导得到功率放大器输出基频功率  $P_1$  以及漏极效率  $\eta$  与导通角  $\alpha$  的关系：

$$P_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{dc} I_{\max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin \alpha}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (1.9)$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_{dc}} = \frac{\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}}}{V_{dc} \cdot I_{dc}} = \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_{dc}} = \frac{\alpha - \sin \alpha}{4 \sin(\alpha/2) - 2\alpha \cdot \cos(\alpha/2)} \quad (1.10)$$

由上列公式可以得到图 3：

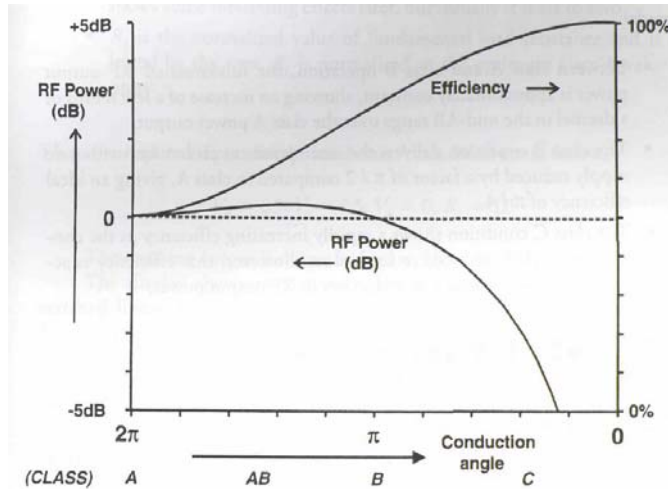


图 3 RF power (relative to Class A) and efficiency as a function of conduction angle, optimum load and harmonic short assumed.

In a preemptive summary, the following points can be made from above figure:

1. Between Class A and Class B operation, the fundamental RF output power is approximately constant, showing a few tenth dB increase in the mid-AB range over the Class A power output.
2. The Class B condition delivers the same power as Class A, but with a DC supply reduced by a factor of  $\pi/2$  compared to Class A, giving an ideal efficiency of  $\pi/3 \approx 78.5\%$ .
3. The Class C condition shows an ever-increasing efficiency as the conduction angle is reduced to low values; this is, however, accompanied by a substantial reduction in RF output power.

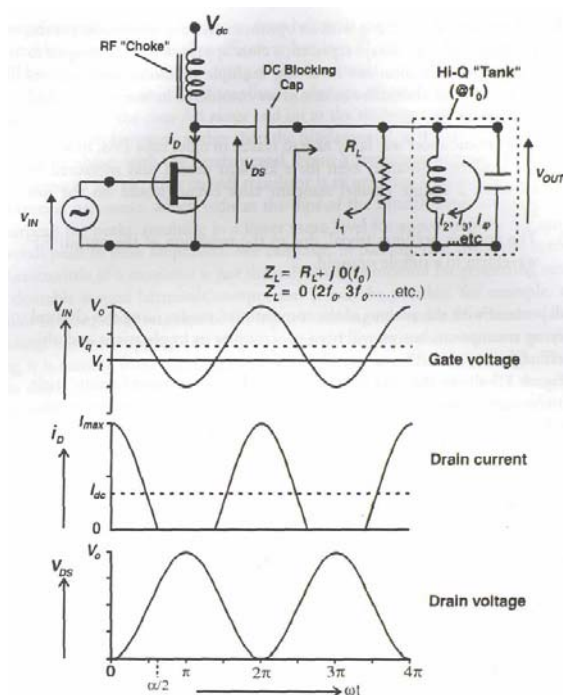


图 4 Circuit and waveforms for analysis of reduced conduction angle amplifier modes. The harmonic short is realized conceptually with a high-Q parallel resonant “tank” circuit at the fundamental frequency.

注意：以上分析都基于以下两点假设：

1. 器件的膝点电压  $V_{knee}$  的影响忽略不计，即认为  $V_{knee} = 0V$ 。
  2. 功率放大器的输出负载都为最优值，且此负载可以同时实现良好的谐波短路。
- 实际设计功率放大器，要对结合以上两点进行综合考虑。譬如，对于漏极效率  $\eta$  的处理为：

$$\eta_{knee} = \frac{V_{dc} - V_{knee}}{V_{dc}} \cdot \eta_{ideal} \quad (1.11)$$

#### Reference

Steve C. Cripps, “RF Power Amplifiers for Wireless Communications” 2<sup>nd</sup> Edition, Artech House, 2006