

带有反向并联二极管的 E 类调谐功率放大器的分析

曲 明

(上海交通大学电子工程系, 上海 200052)

谢 爱 国

(上海交通大学VLSI研究所, 上海 200030)

摘要 本文给出带有反向并联二极管 E 类调谐功率放大器的一般分析方法。文中首先讨论二极管导通角的确定, 然后利用傅里叶分析与状态方程相结合的技术, 推导出功率放大器响应的傅里叶级数表达式, 并给出其性能参数分析, 为该放大器设计提供有效的支持。实际应用表明, 本文提出的方法快速、可靠。

关键词 E 类调谐功率放大器; 傅里叶分析; 状态方程; 性能模拟

一、引 言

E 类调谐开关技术的原理以及 E 类调谐功率放大器的概念最初由 N. O. Sokal 和 A. D. Sokal^[1] 提出, 并在倍频器、高频整流器以及高效 DC/DC 转换器中, 得到广泛的应用^[1-10]。E 类开关调谐功率放大器具有高效 (理论上 DC/AC 转换效率 $\eta_c = 100\%$,

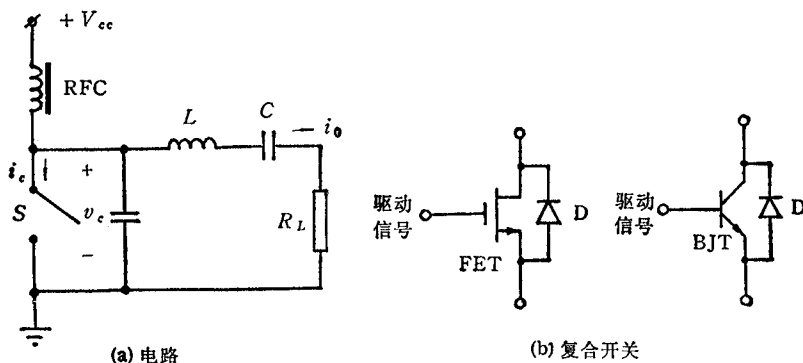


图1 带有反向并联二极管的开关调谐功率放大器(图(a)中的 i_c 应为 i_s)

实验表明可以做到 96% 以上)以及元件参数可以准确设计的显著优点^[1-6]。传统的 E 类调谐功率放大器是窄带的, 即负载电阻、开关频率都不能在较宽的范围上变化, 否则将破坏最佳 E 类工作条件, 并导致效率下降。带有反向并联二极管的开关调谐功放克服了这

一缺点,其电路示于图 1。

R. Redle 等人^[7]成功地将图 1 所示电路应用于频率调制的 E 类 DC/DC 转换器中。

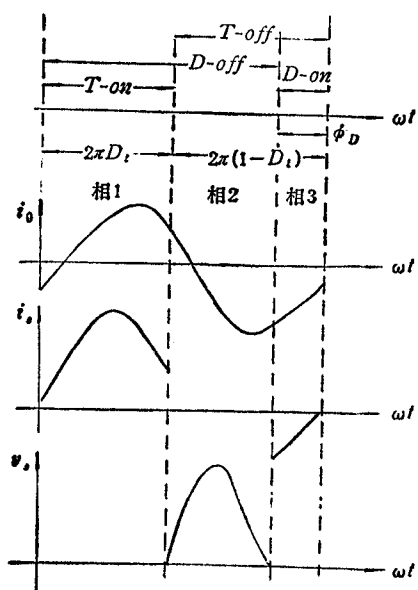


图 2 波形图

谐振复合开关技术在文献 [8] 中得到进一步的推广和应用. 由于反向二极管 D 的存在, 使得图 1 所示的 E 类调谐功率放大器在开关频率或负载电阻变化时, 满足最佳工作条件. 由三极管和二极管制成的复合开关允许电流 i_s 双向流动. 当驱动信号迫使三极管 T 导通时, 二极管 D 截止, 电流 i_s 正向流动; 当三极管 T 处于截止状态, 电压 v_s 下降至 $-V_{don}$ (D 的导通电压) 时, 二极管 D 自动导通, 电流 i_s 反向流动, 并由此构成双向开关. 电流 i_s 双向流动的区别在于, 正向 i_s 是由驱动信号控制的, 而反向 i_s 则是由负载网络而不是由外加驱动信号控制的. 如果三极管的导通占空比为 D_i , 二极管的导通占空比为 D_d , 则复合开关的占空比 $D = D_i + D_d$, 显然 $D \geq D_i$. 设 R_{opt} 是不带反向二极管的 E 类调谐功放的最佳负载电阻, 当图 1 电路的负载满足 $0 \leq R_L \leq R_{opt}$ 时, 复合开

关在零电压上导通(实际上是 $-V_{don}$), 因而导通转换损耗接近于零, 维持了 E 类开关转换条件^[1,7].

图 1 所示电路的工作原理可由图 2 所示的波形解释. 由图 2, ϕ_D 为二极管 D 的导通角, 其值由负载网络确定. 考虑图 3 所示的三极管和二极管制成的复合开关模型, 则图 1 所示电路可分解成三个线性网络的耦合, 其对应的开关情况示于图 2. 在我们的分析方法中, 我们将图 1 电路的求解转化成由三相组成的周期时变网络的分析, 并充分注意到 ϕ_D 是由网络本身决定的这个特点.

R. Redle 等人^[7]以及 M. Kazimierzuk 等人^[9]对图 1 电路进行了近似分析. 在他们的分析中, 均假设三极管、二极管是理想的, RFC 值无限大. 这里, 我们考虑有源器件的导通电压、导通电阻以及有限馈电电感等, 用状态方程和傅里叶分析相结合的技术分析

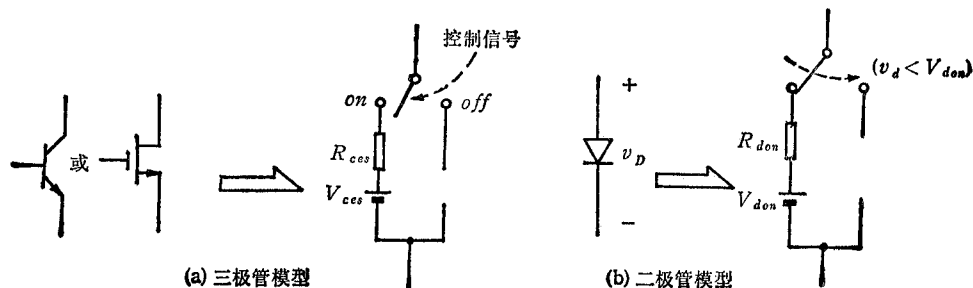


图 3 有源器件的开关模型

电路,并给出傅里叶级数表达形式和性能参数。这样的分析,准确地描述了电路的性态,为设计提供了良好的支持。

二、分析方法

在给出分析方法之前,先做如下假设:

(1) 所有的电阻、电容、电感元件都是线性的;

(2) 二极管以及三极管可以由理想开关以及线性元件建模;

(3) 负载电阻 R_L 的范围为 $0 < R_L < R_{opt}$, 这里 R_{opt} 为无反向并联二极管 E 类调谐功放的负载电阻。这个条件保证了二极管 D 的导通。当 $R_L \geq R_{opt}$ 时, D 始终不导通,图 1 电路退化为无反向并联二极管电路,其分析可见文献 [3, 4, 6]。

基于上面的假设,参照图 3 开关器件的模型,图 1 电路可由图 4 的 3 个相互耦合的线性电路表征。下面,我们陈述分析方法。

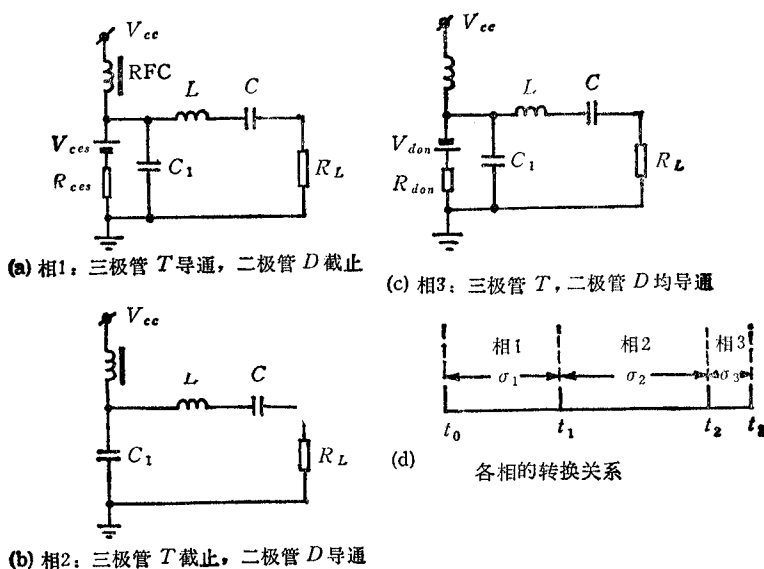


图 4 等效电路

1. 状态方程分析

对于图 4 所示电路,可以方便地建立每相的状态方程,形式为

$$\dot{X}(t) = A_i X(t) + B_i U \quad (1)$$

$$Y(t) = C_i X(t) + D_i U \quad (2)$$

其中 $i = 1, 2, 3$, 对应所示的每一相, $X(t)$ 为状态变量, $Y(t)$ 为输出向量, U 为直流输入向量, A_i, B_i, C_i, D_i 为系数矩阵。

求解 (1), (2) 式状态方程的关键是确立每相初始状态条件。如果每相的转换如图 4 (d) 所示,则

$$X(t_i) = \exp(A_i \sigma_i) X(t_{i-1}) + [\exp(A_i \sigma_i) - I] A_i^{-1} B_i U, \quad i = 1, 2, 3 \quad (3)$$

这里, $\exp(\mathbf{A}t)$ 是指数矩阵, $\mathbf{I}$ 为单位阵. 记

$$\mathbf{F}_i = \exp(\mathbf{A}_i \sigma_i) \quad (4)$$

$$\mathbf{G}_i = [\mathbf{F}_i - \mathbf{I}]\mathbf{A}_i^{-1}\mathbf{B}_i\mathbf{U}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (5)$$

(3) 式简化为

$$\mathbf{X}(t_i) = \mathbf{F}_i\mathbf{X}(t_{i-1}) + \mathbf{G}_i, \quad i = 1, 2, 3 \quad (6)$$

注意到图 4 电路的周期时变特点, 其稳态满足耦合条件

$$\mathbf{X}(t_3) = \mathbf{X}(t_0) \quad (7)$$

由 (6), (7) 式求出每相的初始条件为

$$\mathbf{X}(t_0) = (\mathbf{I} - \mathbf{F}_3\mathbf{F}_2\mathbf{F}_1)^{-1}(\mathbf{F}_3\mathbf{F}_2\mathbf{G}_1 + \mathbf{F}_3\mathbf{G}_2 + \mathbf{G}_3) \quad (8a)$$

$$\mathbf{X}(t_1) = (\mathbf{I} - \mathbf{F}_1\mathbf{F}_3\mathbf{F}_2)^{-1}(\mathbf{F}_1\mathbf{F}_3\mathbf{G}_2 + \mathbf{F}_1\mathbf{G}_3 + \mathbf{G}_1) \quad (8b)$$

$$\mathbf{X}(t_2) = (\mathbf{I} - \mathbf{F}_2\mathbf{F}_1\mathbf{F}_3)^{-1}(\mathbf{F}_2\mathbf{F}_1\mathbf{G}_3 + \mathbf{F}_2\mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2) \quad (8c)$$

一个重要的事实是, 三极管通断由外界驱动信号控制, 但二极管的导通时刻是由电路本身确定的. 如果驱动信号的占空比为 D_i , 开关周期为 T , 则 $\sigma_1 = D_i T$, $\sigma_2 + \sigma_3 = (1 - D_i)T$. 很明显, t_2 时刻是无法事先确定的. 如前所述, 当电压 v_i 下降至 $-V_{don}$ 时, 二极管导通, 故 t_2 时满足

$$v_i(t_2) + V_{don} = 0 \quad (9a)$$

$$dv_i(t_2)/dt < 0 \quad (9b)$$

通过 (8), (9) 式便可确知每相的初始条件 $\mathbf{X}(t_i)$, $i = 0, 1, 2$. 值得注意的是, t_2 的确定必须由迭代方法完成. 这往往是比较困难的. 我们采用黄金分割法来求解 t_2 时刻, 并使用经验公式选择初始值, 以便加速迭代过程和保证求解的正确性. 在我们实际算法中, 不是直接求解 t_2 , 而是通过二极管的导通占空比 δ 来确定 t_2 , 实际上

$$\delta = \phi_D/(2\pi) = \sigma_3/T = (T - t_2)/T \quad (10)$$

这里, ϕ_D 为二极管的导通角. 在后面讨论的算法中, 我们给出了 δ 的经验近似公式 (40) 式. 这样, 迭代求解 ϕ_D 的运算量可以大大减小.

当初始条件确定之后, 时域解形式为

$$\mathbf{X}_i(t_i) = \exp(\mathbf{A}_i \tau_i)\mathbf{X}(t_{i-1}) + [\exp(\mathbf{A}_i \tau_i) - \mathbf{I}]\mathbf{M}_i, \quad i = 1, 2, 3 \quad (11)$$

这里, 下标 i 标记所对应的各相, 且记

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{A}_i^{-1}\mathbf{B}_i\mathbf{U}$$

$$\tau_1 \triangleq t, \quad \tau_2 \triangleq t - t_1, \quad \tau_3 \triangleq t - t_2$$

其输出为

$$\mathbf{Y}(t) = \sum_{i=1}^3 [\mathbf{C}_i \mathbf{X}_i(t) + \mathbf{D}_i \mathbf{U}] [u(t_{i-1}) - u(t_i)] \quad (12)$$

(11), (12) 式可以直接求解, 但由于要在每一时刻上计算指数矩阵 $\exp(\mathbf{A}_i \tau_i)$, 这往往是费时的. 下面, 我们用傅里叶分析求解电路响应, 避免直接求解 (11) 式.

2. 傅里叶分析

我们知道, 任何周期信号都可以表示成傅里叶级数形式. 对于 (12) 式的周期响应 $\mathbf{Y}(t)$, 其傅里叶级数表达式为

$$Y(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (13)$$

其中, a_0, a_n, b_n ($n = 1, 2, \dots$) 是系数向量, 且

$$a_0 = (1/T) \int_0^T Y(t) dt \quad (14)$$

$$a_n = (2/T) \int_0^T Y(t) \cos n\omega t dt \quad (15)$$

$$b_n = (2/T) \int_0^T Y(t) \sin n\omega t dt \quad (16)$$

由(11), (12)和(14)式, 有

$$\begin{aligned} a_0 &= (1/T) \int_0^T Y(t) dt \\ &= (1/T) \sum_{i=1}^3 \int_{t_{i-1}}^{t_i} [C_i X_i(t) + D_i U] dt \end{aligned} \quad (17)$$

且

$$\int_{t_{i-1}}^{t_i} X_i(t) dt = (F_i - I) A_i^{-1} [X(t_{i-1}) + M_i] - \sigma_i M_i \quad (18)$$

其中 F_i 如(4)式。

将(18)式代入(17)式, 求出 a_0 ,

$$\begin{aligned} a_0 &= (1/T) \sum_{i=1}^3 C_i \{ (F_i - I) A_i^{-1} [X(t_{i-1}) + M_i] - \sigma_i M_i \} \\ &\quad + (1/T) \sum_{i=1}^3 \sigma_i D_i U \end{aligned} \quad (19)$$

同样, 由(12), (15)和(16)式, 有

$$a_n = (2/T) \sum_{i=1}^3 \int_{t_{i-1}}^{t_i} [C_i X_i(t) + D_i U] \cos n\omega t dt \quad (20)$$

$$b_n = (2/T) \sum_{i=1}^3 \int_{t_{i-1}}^{t_i} [C_i X_i(t) + D_i U] \sin n\omega t dt \quad (21)$$

经推导处理(详细推导见附录), 有

$$\begin{aligned} a_n &= 1/(n\pi) [C_1 R_1 + \alpha_1 C_2 R_2 - \beta_1 C_2 S_2 + \alpha_3 C_3 R_3 + \beta_3 C_3 S_3 \\ &\quad + \beta_1 (D_1 - D_2) + \beta_3 (D_3 - D_2)], \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} b_n &= [C_1 S_1 + \alpha_1 C_2 S_2 + \beta_1 C_2 R_2 + \alpha_3 C_3 S_3 - \beta_3 C_3 R_3 \\ &\quad + \alpha_1 (D_2 - D_1) + \alpha_3 (D_3 - D_2) + (D_1 - D_3)]/(n\pi) \end{aligned} \quad (23)$$

其中,

$$\alpha_i = \cos n\omega \sigma_i \quad (24)$$

$$\beta_i = \sin n\omega \sigma_i \quad (25)$$

$$R_i = P_i [\beta_i F_i + \alpha_i A_i F_i / (n\omega) - A_i / (n\omega)] [X(t_{i-1}) + M_i] - \beta_i M_i \quad (26)$$

$$S_i = P_i[\beta_i A_i F_i / (n\omega) - \alpha_i F_i + I][X(t_{i-1}) + M_i] + (\alpha_i - 1)M_i \quad (27)$$

$$P_i = [I + A_i / (n\omega)^2]^{-1}, i = 1, 2, 3 \quad (28)$$

(19), (22) 和 (23) 式构成了完整的傅里叶级数解。

三、性能参数分析

有了前面的分析基础,可以方便地求解 E 类调谐功率放大器的各种性能参数,如输出功率 P_0 , 集电极平均功率 P_{cc} , 集电极转换效率 η_c , 集电极平均电流 I_{cc} , 集电极直流等效电阻 R_{dc} , 集电极极限电流 I_{cEpK} , 集射结极限电压 V_{cEpK} 和功率输出能力 C_p 。

根据 (13) 式,输出电压 $v_o(t)$, 集电极电流 $i_c(t)$ 和集射结电压 $v_{cE}(t)$ 可表达为

$$v_o(t) = V_o(0) + \sum_{n=1}^{\infty} V_o(n) \sin(n\omega t + \varphi_{1,n}) \quad (29)$$

$$i_c(t) = I_c(0) + \sum_{n=1}^{\infty} I_c(n) \sin(n\omega t + \varphi_{2,n}) \quad (30)$$

$$v_{cE}(t) = V_{cE}(0) + \sum_{n=1}^{\infty} V_{cE}(n) \sin(n\omega t + \varphi_{3,n}) \quad (31)$$

则各项参数为

$$P_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_o^2(t)/R_L) d\omega t$$

$$= (1/R_L) \left[V_o^2(0) + (1/2) \sum_{n=1}^{\infty} V_o^2(n) \right] \quad (32)$$

$$I_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_c(t) d\omega t = I_c(0) \quad (33)$$

$$P_{cc} = I_{cc} V_{cc} \quad (34)$$

$$\eta_c = P_0 / P_{cc} \quad (35)$$

$$R_{dc} = V_{cc} / I_{cc} \quad (36)$$

$$dv_{cE}(t)/d\omega t = \sum_{n=1}^{\infty} n V_{cE}(n) \cos(n\omega t + \varphi_{3,n}) \quad (37)$$

$$di_c(t)/d\omega t = \sum_{n=1}^{\infty} n I_c(n) \cos(n\omega t + \varphi_{2,n}) \quad (38)$$

用 Newton-Raphson 方法迭代求解 $dv_{cE}/d\omega t = 0$ 和 $di_c/d\omega t = 0$, 确定其解为 $\theta_{v,\max}$ 和 $\theta_{i,\max}$, 并代入 (30), (31) 式, 求出 V_{cEpK} 和 I_{cEpK} , 则

$$C_p = P_0 / (V_{cEpK} \cdot I_{cEpK}) \quad (39)$$

由上述各式构成了带有反向并联二极管 E 类功放性能参数分析。

四、算法和计算结果

如第一节指出,由于 ϕ_D 未知,给分析带来困难。对于不同的负载电阻 R_L ($R_L <$

R_{opt}), ϕ_D 与 $v_i(t_2)$ 和 $dv_i(t_2)/dt$ 的关系十分复杂. 实际表明, 用黄金分割法, 二次插值等方法, 给定初始二极管导通占空比 δ_0 , 需要 50~1000 次迭代, 方能确定 ϕ_D , 甚至找不到符合耦合要求的 ϕ_D , 由此导致整个分析速度下降. 为此, 我们给出以下经验公式, 确定初始搜索时的 δ 值, 对不同的负载 R_L ($R_L < R_{opt}$), 使搜索次数减少. 一般不多于 40 次. δ 的经验近似公式为

$$\delta = 0.1520 - 0.08636(R_L/R_{opt}) + 0.1505(R_L/R_{opt})^2 - 0.2173(R_L/R_{opt})^3 \quad (40)$$

总结二、三节内容, 现将算法归纳如下:

步 0: (1) 建立矩阵 A_i , B_i , C_i , D_i ($i = 1, 2, 3$), 形成状态方程. (2) 给出工作频率 f 和驱动信号占空比 D_i .

步 1: 按近似公式 (40) 式, 取 ϕ_D 的初始搜索值.

步 2: 计算 F_i , G_i , M_i ; $X(t_{i-1})$, $\dot{X}(t_{i-1})$, ($i = 1, 2, 3$).

步 3: 若 $v_i(t_2)$ 和 $dv_i(t_2)/dt$ 满足 (9) 式, 转向步 4; 否则, 用黄金分割法更新 ϕ_D 并转向步 2.

步 4: 计算直流分量 α_0 , 且 $n := 1$.

步 5: 计算 α_i , β_i , P_i , R_i , S_i ($i = 1, 2, 3$), 并求 a_n 和 b_n .

步 6: 若 $n < N_{max}$ (N_{max} 为欲求傅里叶级数的项数) $n := n + 1$, 并转向步 5.

步 7: 计算性能参数 P_0 , I_{oo} , P_{oe} , η_o 和 R_{dc} ; 若需要, 可用 Newton-Raphson 法迭代求解 (37) 和 (38) 式, 并算出 $V_{oEp\hat{k}}$, $I_{oEp\hat{k}}$ 和 C_p .

步 8: 若需要, 按 (13) 式计算时域响应 $Y(t)$.

关于算法的几点说明: (1) 指数矩阵 $\exp(\mathbf{A}t)$ 的计算量较大, 应采取有效的方法和措施^[11]. (2) 求解 $V_{oEp\hat{k}}$ 和 $I_{oEp\hat{k}}$ 时, 在 Newton-Raphson 法中, 若初始猜测太差, 可能无法求出 $\theta_{v,max}$ 和 $\theta_{i,max}$. 为了使分析程序可靠, 我们还在程序中加进了用黄金分割法直接由 (30), (31) 式求出 $\theta_{v,max}$ 和 $\theta_{i,max}$. 这样做在时间上有所损失, 但可靠性增大. 图 5 绘出了负载电阻变化对集电极效率的影响曲线.

为了验证本文方法的正确性, 下面给出一个实际参数的例子. 我们利用 SPICE 对图 1 所示的电路进行模拟, 取瞬态分析 30 周期之后的输出为稳态解 (这时响应已稳定).

例 设计 E 类调谐功率放大器, 其直流供电电压 V_{cc} 为 10V, 工作频率为 2MHz, 负载电阻 R_L 在 10—20 Ω 之间变化.

我们取 $Q_L = 10$, $R_{opt} = 20\Omega$, 由文献 [2], 其参数设计应满足

$$\omega L/R_{opt} = Q_L = 10,$$

$$B = \omega R_{opt} C_1 = 0.1832,$$

$$X = \omega L/R_{opt} - 1/(\omega R_{opt} C) = 1.152.$$

由此得到 $C_1 = 728.9\text{pF}$, $C = 449.7\text{pF}$, $L = 15.92\mu\text{H}$. 并取直流馈电电感 $L_{dc} = 100\mu\text{H}$. 有源器件的非理想参数分别为 $V_{ces} = 0.3\text{V}$, $R_{ces} = 0.35\Omega$, $V_{don} = 0.7\text{V}$, $R_{don} = 0.43\Omega$.

利用 SPICE 以及本文方法实现的分析程序 PADAP 对负载 $R_L = 10\Omega$ 时的情形进行模拟, 所得性能参数和输出电压 v_o . 傅里叶级数的系数分别列于表 1 和表 2 中. 由表可见, 本文所述的方法是精确的, 与 SPICE 模拟的对比误差很小. 在我们的 ALR/286

机上, SPICE 分析上述电路的 CPU 时间为 752s, 而 PADAP 只需 51s (改善预处理还可进一步提高速度)。这些说明了本文方法是可靠和有效的。

表 1 性能参数模拟结果

参数	$\eta_c(\%)$	功率输出能力 C_p	$P_{out} (W)$	$P_{cc} (W)$	$V_{cEpk} (V)$	$I_{cEpk} (A)$
本文方法	91.65	0.05708	2.346	2.560	43.41	0.9468
SPICE	90.49	0.05977	2.473	2.733	44.09	0.9384
相对误差	0.013	-0.045	-0.051	-0.063	-0.015	0.009

表 2 输出电压 v_o 的傅里立分析结果

系数	C_1	C_2/C_1	C_3/C_1	C_4/C_1	C_5/C_1	C_6/C_1
本文方法	6.839	0.05609	0.01427	0.001317	0.002122	0.001292
SEPIC	7.021	0.05520	0.01455	0.001269	0.002245	0.001321
相对误差	-0.026	0.016	-0.019	0.038	0.055	-0.022

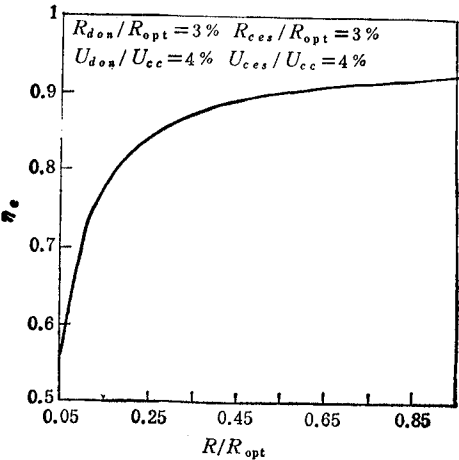


图 5 负载变化对集电极效率的影响

五、结 束 语

本文给出了带有反向并联二极管 E 类调谐功率放大器的一种精确分析方法。通过状态方程技术与傅里叶分析的结合, 导出了功放响应傅里叶级数的闭式解。这不仅有利于功放特性的直接描述, 而且提供了功放性能模拟快速、有力的工具。同时, 由于方法的统一性, 该类功放的最佳工作区以及有源器件的 V_{ces} , R_{ces} , V_{don} 和 R_{don} 对响应的影响均可方便地确定。

附 录

在推导之前,先给出两个不难推出的积分公式:

$$\int \exp(\mathbf{A}t) \cos n\omega t dt = [\mathbf{I} + \mathbf{A}^2/(n\omega)^2]^{-1} [\cos n\omega t/(n\omega) \mathbf{A} \exp(\mathbf{A}t) + \sin n\omega t \exp(\mathbf{A}t)] + C_1 \quad (\text{A1})$$

$$\int \exp(\mathbf{A}t) \sin n\omega t dt = [\mathbf{I} + \mathbf{A}^2/(n\omega)^2]^{-1} [\sin n\omega t/(n\omega) \mathbf{A} \exp(\mathbf{A}t) - \cos n\omega t \exp(\mathbf{A}t)] + C_2 \quad (\text{A2})$$

其中 $\mathbf{A}$ 为非奇异方阵。对于我们分析的电路,各相系数矩阵 $\mathbf{A}_i$, $i = 1, 2, 3$ 都是非奇异的。由 (11) 式和 (A1), (A2) 式,得

$$\begin{aligned} \int_0^{\sigma_i} X_i(t - t_i) \cos n\omega t dt \\ = 1/(n\omega) \{ P_i [\beta_i F_i + \alpha_i/(n\omega) \mathbf{A}_i F_i - \mathbf{A}_i/(n\omega)] [X(t_{i-1}) + M_i] - \beta_i M_i \} \\ = 1/(n\omega) R_i, \quad i = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\sigma_i} X_i(t) \sin n\omega t dt \\ = 1/(n\omega) \{ P_i [\beta_i/(n\omega) \mathbf{A}_i F_i + \alpha_i F_i + \mathbf{I}] [X(t_{i-1}) + M_i] + (\alpha_i - 1) M_i \} \\ = 1/(n\omega) S_i, \quad i = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (\text{A4})$$

式中 α_i , β_i , P_i 的定义见 (24), (25) 和 (28) 式。又

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_2} X_2(t) \cos n\omega t dt \\ = \int_0^{\sigma_2} X_2(t - t_1) \cos n\omega(t - t_1 + \sigma_1) dt \\ = \alpha_1/(n\omega) R_2 - \beta_1/(n\omega) S_2 \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

同样

$$\int_{t_1}^{t_2} X_2(t) \sin n\omega t dt = \alpha_1/(n\omega) S_2 + \beta_1/(n\omega) R_2 \quad (\text{A6})$$

$$\int_{t_2}^{t_3} X_3(t) \cos n\omega t dt = \alpha_3/(n\omega) R_2 + \beta_3/(n\omega) S_3 \quad (\text{A7})$$

$$\int_{t_2}^{t_3} X_3(t) \sin n\omega t dt = \alpha_3/(n\omega) S_3 - \beta_3/(n\omega) R_3 \quad (\text{A8})$$

又 $\int_{t_{i-1}}^{t_i} D_i \cos n\omega t dt$ 和 $\int_{t_{i-1}}^{t_i} D_i \sin n\omega t dt$ 可以方便地求出,将这些代入 (20)、(21) 式,经过一番整理,便可导出傅里叶级数解形式 (20) 和 (23) 式。

参 考 文 献

- [1] N. O. Sokal, A. D. Sokal, *IEEE J. of SC*, **SC-10**(1975)3, 168—176.
- [2] F. H. Raab, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-24**(1977)12, 725—735.

- [3] R. E. Zulinski, J. W. Steadman, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-34**(1987)9, 1074—1087.
- [4] M. K. Kazimierczuk, K. Puczek, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-34**(1987)2, 149—159.
- [5] M. K. Kazimierczuk, K. Puczek, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-36**(1989)9, 1201—1209.
- [6] Qu Ming, Xie Aiguo, Statistical Design of Class E tuned power amplifiers, Proc. China Int. Conf. on Circuits and Systems, Shenzheng, China, June 1991, pp. 746—749.
- [7] R. Redle, B. Molnar, N. O. Sokal, Class E resonant regulated dc/dc converters: analysis of operation and experimental results at 1.5 MHz, Record of IEEE Power Specialist Conf., New Mexico, (1983), pp. 50—60.
- [8] K. H. Lin, F. C. Y. Lee, *IEEE Trans. on PE*, **EP-5**(1990)7, 293—304.
- [9] M. K. Kazimierczuk, J. Jozwik, *IEE Proc.-G*, **137**(1990)6, 193—196.
- [10] W. A. Nitz, W. C. Bowman et al., A New family of resonant rectifier circuits for high frequency dc-dc converter applications, Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., New Orleans, (1988), pp. 12—20.
- [11] G. Moler, C. V. Loan, 计算指数矩阵的十九种存疑方法, 计算数学与应用数学, **5**(1982)2, 1—22.

ANALYSIS OF CLASS E TUNED POWER AMPLIFIER WITH ANTIPARALLEL DIODE AT SWITCH

Qu Ming

(Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200052)

Xie Aiguo

(VLSI Research Institute, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030)

Abstract A general approach to analysis of class E tuned power amplifier with anti-parallel diode at switch is presented. First, the determination of diode active angle is discussed. Then the amplifier output response, along with performance evaluation, is derived and expressed in the closed form Fourier series by combining Fourier analysis and state equation technique. Applications to several amplifiers with varying parameters show that the method is fast and robust. The proposed approach affords an effective means to the exact analysis and design of class E tuned power amplifier with parallel diode at switch.

Key words Class E tuned power amplifier; Fourier analysis; State equation; Performance evaluation