

留有足夠的安全係數)和細心的調試,還是十分安全的,試觀現代收發信機的高可信賴性,就是明證。當然,高於1KW級的短波發射機仍然是非電子管莫屬的。

對於低於50MHz的PA,簡單的推挽末級即可達到200W,採用新型的大功率MOS管曾有人實現了1KW推挽PA,但這器件價格是相當昂貴的。

在低頻段,推挽或多管並聯方法也是一種功率合成方式,只不過在高頻電路中,人們不再使用多管並聯;而在超高頻電路中,不再使用推挽方式了。真正的功率合成技術是將多個(通常皆為偶數)可以獨立工作的放大單元,利用功率分配單元,分別予以推動,然後再用功率合成網路,將各路輸出功率予以合成,合成的結果為各單元之總和。

這種合成技術的特點是某一路的故障不影響其它單元的正常工作,而在多管並聯電路中,某一管的損壞則可能產生連鎖性損壞。

在設計合成系統時,總是將單元功率與單元個數統籌考慮,將單元功率儘可能的大,則可以減少單元電路的個數,合成網路的複雜性、額外的損耗;通常有2、4或8路等合成方案。例如打算製作800W放大器,則可選用 $8 \times 100W$ 或 $4 \times 200W$,而對於1600W,則只有選 $8 \times 200W$ 似乎較為合理。

本文將首先討論採用推挽方式放大單元的設計,然後介紹功率分配與合成網路的原理,最後實際分析一部8單元1.6KW線性功率放大器電路。至於超高頻功率合成技術,筆者擬再另文介紹。

順便要提一下的是,雖然PA可以做得很大,但在實際使用時,仍然必須按照有關規定使用。

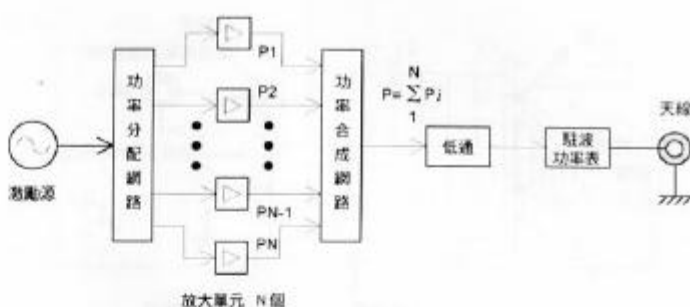


圖1：功率合成放大器框圖

短波段寬帶域推挽式線性放大單元

在HF波段大功率合成系統中,各單元功放部份通常皆採用推挽式電路。這是因為與單管放大相比,有較高的效率、低的失真、和大的輸出功率。對於100W左右的單元,常選用電源電壓為13.8V超低電壓系列的功放管;而在更高的功率時,為了使電源電流不致過大,常選用28V或更高電壓(如150V)的晶體管。以筆者的200W功放單元為例,介紹這種電路的設計:

本單元選用MRF422型晶體管,其主要參數為:

電源電壓28V
工作頻段2~30MHz
輸出功率 $P_0=150W(PEP)$
最小功率增益10dB
極限集電極電流(連續) $I_C=20A$
極限 $V_{CE0}=40V, V_{CBO}=85V$
器件總功耗 $P_D=290W(25^\circ C)$ 。

由以上參數可見,當用在推挽方式使輸出功率限制在200W時,無論從電流或功率角度上來看,都是有較大富裕度的,可以十分安全的運行。

現在計算輸出變壓器的變比 n :

設輸出功率為200W,則在50Ω負載上的峰值電壓為:

$$U_p = \sqrt{2R_L P_0} = \sqrt{2 \times 50 \times 200} = 141V$$

當選用 $E_C=28V$ 電源時,則變比為:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{\sqrt{\eta(E_C - U_{CE})}}{U_p} = \frac{\sqrt{0.85(28 - 0.7)}}{141} = 0.178$$

式中 η 為變壓器效率, V_{CE} 為晶體管飽和電壓, N_1 、 N_2 分別為初級、次級的圈數注意初級的總圈數為 $2N_1$ 。

如果初級採用帶有中心抽頭的一圈,則次級 $N_2=0.5/0.178=2.8$,選用3圈。晶體管的峰值電流為:

$$I_{CM} = \frac{2P_0}{E_C - U_{CE}} = \frac{400}{27.3} = 14.7A$$

對於正弦波來講,平均電流為:

$$\bar{I} \approx \frac{2}{\pi} I_{CM} = 0.636 I_{CM} = 9.4A$$

為了了解大功率功放的等效負載電阻是多麼的小,我們不妨計算一下:

$$R_{e1} = \frac{(E_C - U_{CE})^2}{2P_0} = 186\Omega$$

$$\text{電源功率 } P_k = \bar{I} E_C = 263W$$

$$\text{效率 } \eta = \frac{P_0}{P_k} = 75\%$$

以上的計算是按理想的低頻乙類放大進行的,實際效率約為60%左右。

由以上計算可以看到,輸出變壓器的初級中,流動著很大的電流,因此