

第二章 CMOS 功率放大器的分類和原理

2.1 功率放大器的分類

功率放大器應用於發射端架構時，主要的作用是将混頻器的訊號放大到系統所要求的輸出功率。因此輸出功率的效率就成為了極為重要的參考依據，為了在考慮耗電和熱散效應之後，仍能達到足以符合系統要求的輸出功率，一般功率放大器都會將其設計在大訊號操作的區間，以期望能在有限的功率損耗之下，獲得最大的輸出功率。



分辨功率放大器的種類，最重要的指標分別是輸出功率 (Output power)、線性度 (Linearity) 和效率 (Efficiency)。輸出功率指的是系統發射端發射出去的電波強度，主要是和系統的規格與電波涵蓋的範圍有關；線性度的好壞主要影響了訊號的品質，根據系統規格的不同，線性度的要求也各不相同，通常效率和線性度是成反比關係的，所以線性度要求越高的系統，其效率就會較差，反之若線性度較不重要的系統，則可以獲得較好的效率表現，有關於輸出功率、線性度和效率的定義，在後面會有更詳細的說明。功率放大器根據操作區間的不同，主要可分為線性 (Linear) 和非線性 (Nonlinear) 功率放大器此兩大類，其中線性功率放大器因為是將電晶體視為一電流源 (current source) 操作，所以當直流電流流經電晶體時，往往會造成電晶體的功率損耗。而非線性功率放大器則不同，非線性放大器將電晶體視為一切換開關 (switch)，藉由控制切換開關的打開和關閉，來達成降低電晶體的功率損耗的目的。因此，電晶體操作狀態的不同，將造成此兩大類功率放大器在線性度和效率上會有截然不同的表現。一般來

說，線性功率放大器強調高線性度，效率會較差，而非線性放大器則是以效率的提升為主要的考量，相對來說線性度就較不要求，在後面的小節將分別詳細探討此兩大類功率放大器及其電路架構[13, 14]。

2.2 線性功率放大器

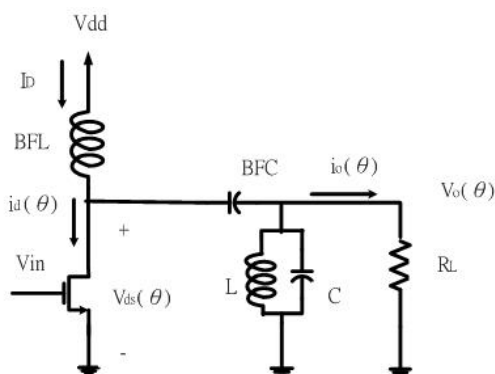


圖 2.1 線性功率放大器的基本架構圖

圖 2.1 為線性功率放大器的基本架構圖，一般來說線性功率放大器隨著操作偏壓的不同，主要可以分為 A 類、B 類、C 類和 AB 類四種不同類型的功率放大器，在圖 2.2 的 MOSFET I-V 曲線圖中，可以發現線性功率放大器的操作區間是介於飽和區 (Saturation region) 和截止區 (Cut off region)，各類型的線性功率放大器則因偏壓點的不相同，電晶體分別被操作在圖中的不同區域上，而操作點的不同將造成各類型功率放大器在線性度和效率上的不同表現。

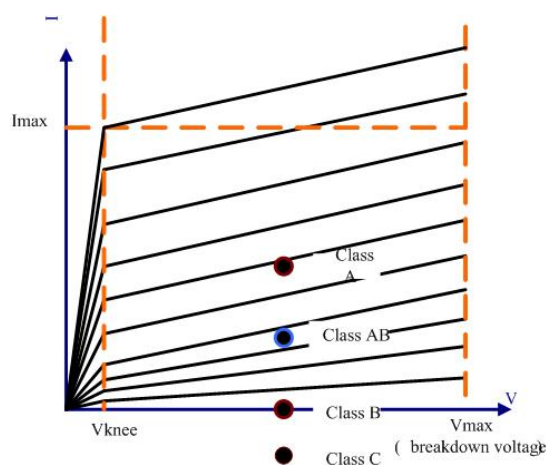


圖 2.2 線性功率放大器的操作區間

2.2.1 A 類功率放大器

A 類功率放大器的設計概念是將 MOS 電晶體操作在飽和區中，藉由偏壓點的選取，可以讓導通角度設計成 360 度，此時會有最好的線性度表現，但是也正因為如此，使的此種類型的功率放大器即使在沒有訊號的情況下，仍然會有極大的偏壓電流存在，造成電晶體功率的大量損耗，如圖 2.3 所示。

理論上 A 類功率放大器的最高效率可以達到 50%，但是從實際的電路情況中，卻可以發現，通常除了主動元件電晶體會功率損耗之外，非理想性被動元件的使用也會造成電路功率的損耗，因此在現實電路狀況中，其效率一般都會低於 30%。

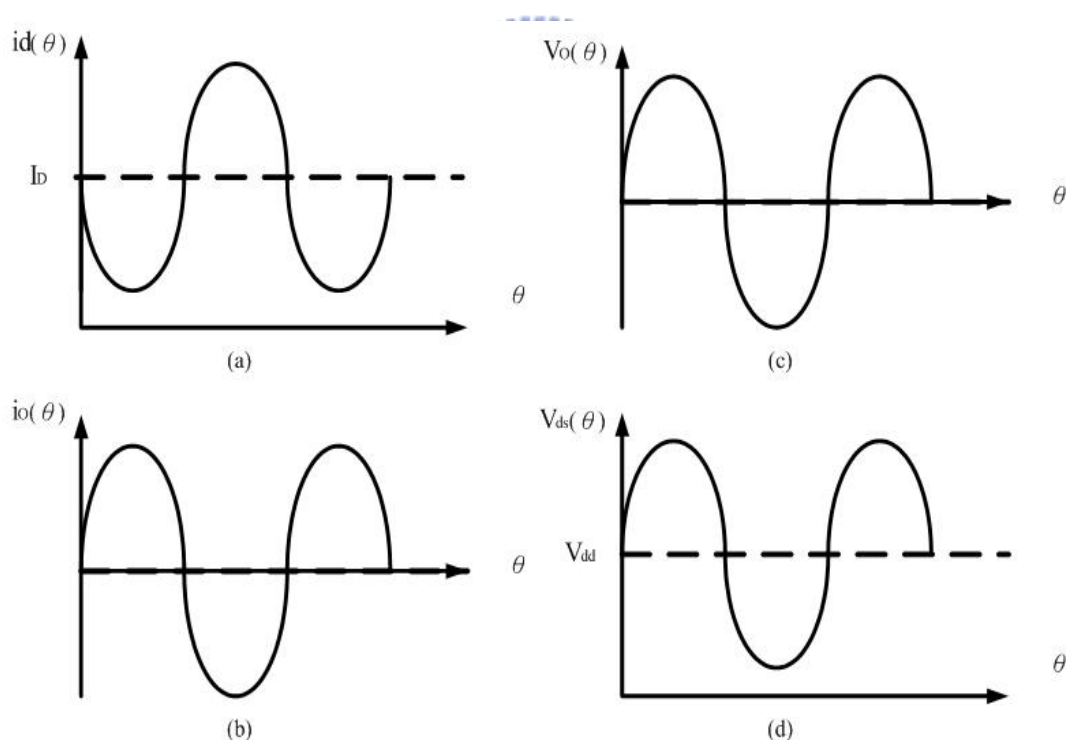


圖 2.3 A 類功率放大器波形圖

- (a) 汲極電流 i_d 的電流波形
- (b) 負載電流 i_o 的電流波形
- (c) 輸出電壓 V_o 的電壓波形
- (d) 汲極電壓 V_{ds} 的電壓波形

2.2.2 B 類功率放大器

A 類功率放大器的缺點在於偏壓電流上功率的大量損耗，為了減少這部分的缺陷，因此發展出了另一類型的功率放大器 — B 類功率放大器，利用控制偏壓點的操作，令其導通角度為 180 度，使的電晶體功率損耗只發生在正半週的操作區間，藉此縮短整個週期中功率損耗的時間，以降低功率的損耗，圖 2.4 顯示其各點電壓電流的波形關係。

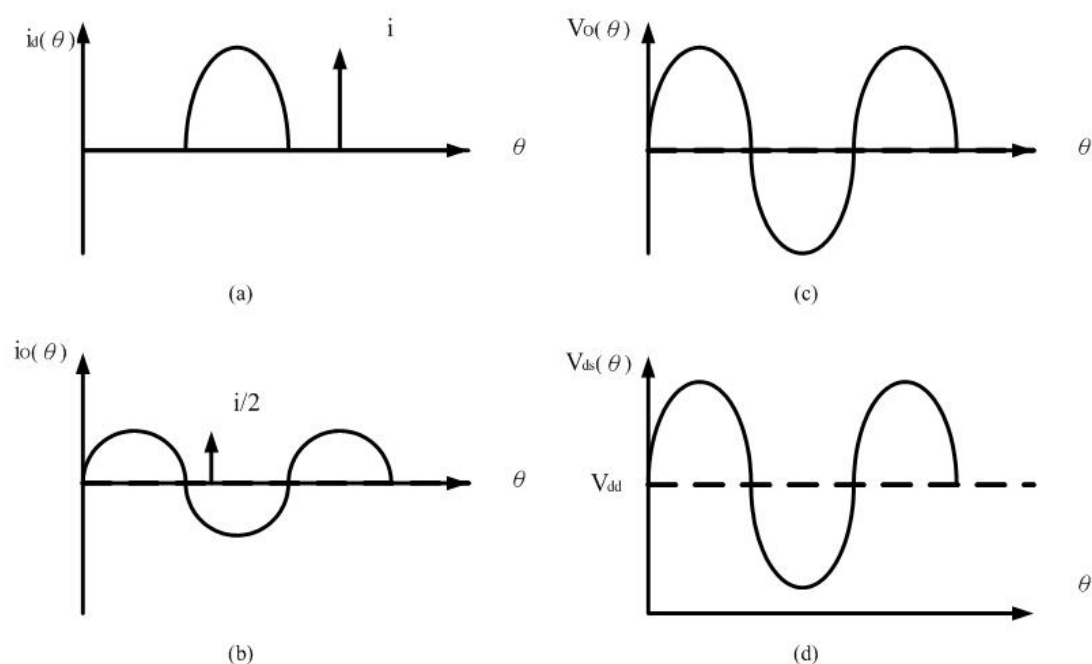


圖 2.4 B 類功率放大器波形圖

- (a) 汲極電流 i_d 的電流波形
- (b) 負載電流 i_o 的電流波形
- (c) 輸出電壓 V_o 的電壓波形
- (d) 汲極電壓 V_{ds} 的電壓波形

基於實際運用上的考量，B 類功率放大器大多是採用互補式 (push-pull) 的電路架構如圖 2.5，由於兩個電晶體的偏壓是被設計在 V_T ，所以若沒有信號輸入時，電路中將僅有微小的偏壓電流流過，大大的降低了不必要的功率損耗，因此理論上，其最高的效率可以達到 78%，但是在實際電路的情況下，其效率一般

大概在 30% ~ 50% 之間。

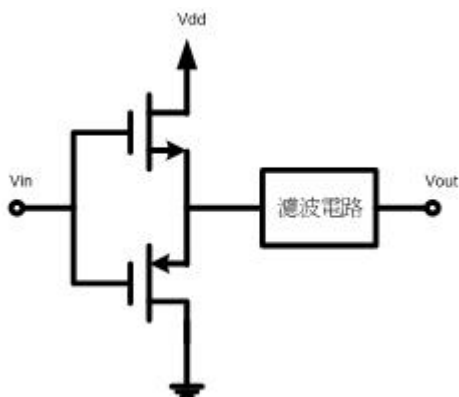


圖 2.5 B 類功率放大器架構簡圖

2.2.3 C 類功率放大器

C 類功率放大器藉由對 V_g 的偏壓控制，來改變導通的角度大小，當 V_g 低於 V_T 時，將造成導通角度小於 180 度的情況，圖 2.6 為 C 類功率放大器的基本電路架構。從圖 2.7 中可以發現，由於導通角度小於 180 度的緣故， i_d 電流導通的時間較之 A 類或是 B 類放大器少了許多，也因此使得電晶體的功率損耗獲得更大的改善，造成整體電路的效率提升，而隨著導通角度逐漸變小， i_d 電流導通的時間會越來越少，損耗在電晶體上的功率也會跟著越來越少，其效率就會越來越大，當導通角度接近零時，效率甚至會達到 100%，不過此時的輸出功率也會趨近於零，如此會和我們的設計目標相抵觸，因此如何在輸出功率和效率之間找到一個平衡點就是我們在設計時所要去斟酌的重要關鍵。

從上面的說明可以發現，C 類功率放大器在效率的考量上，理論上是可以達到 100%，但是若要再考慮到系統輸出功率的規格要求，就無法達到這樣的結果。事實上，在實際的電路設計中，效率能夠達到 50%，就已經算是很不錯的設計結果了。

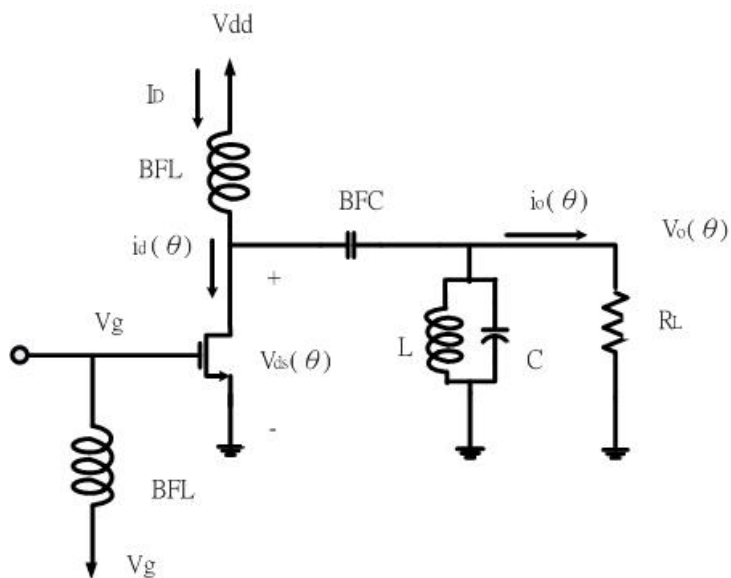


圖 2.6 C 類功率放大器的基本架構圖

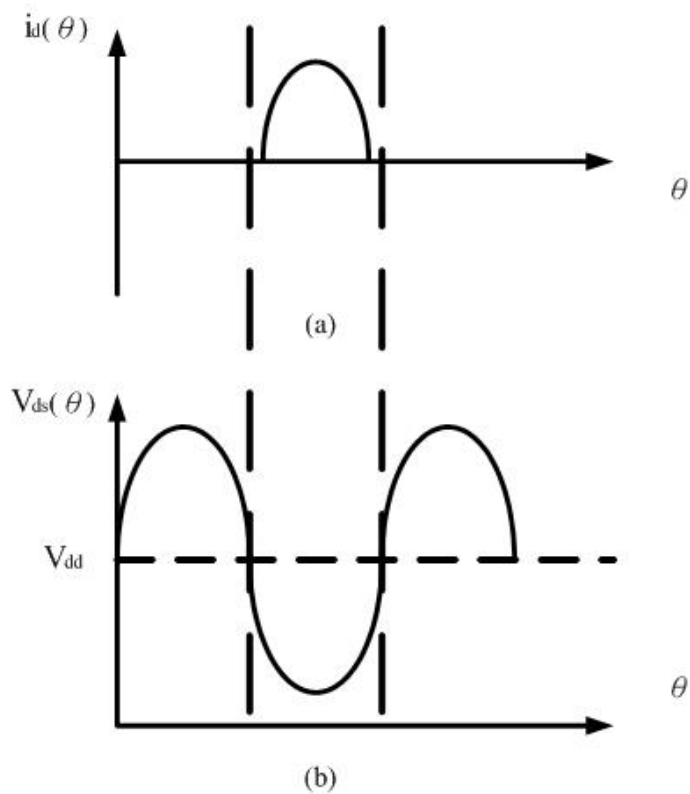


圖 2.7 C 類功率放大器波形圖

(a) 汲極電流 i_d 的電流波形

(b) 汲極電壓 V_{ds} 的電壓波形

2.2.4 AB 類功率放大器

線性功率放大器主要是以其在一週期中導通的時間長短來作為分類的依據，隨著導通週期的不同，其效率和輸出功率的結果亦會有所不同，圖 2.8 顯示了各類線性功率放大器在效率和輸出功率上面的不同表現。

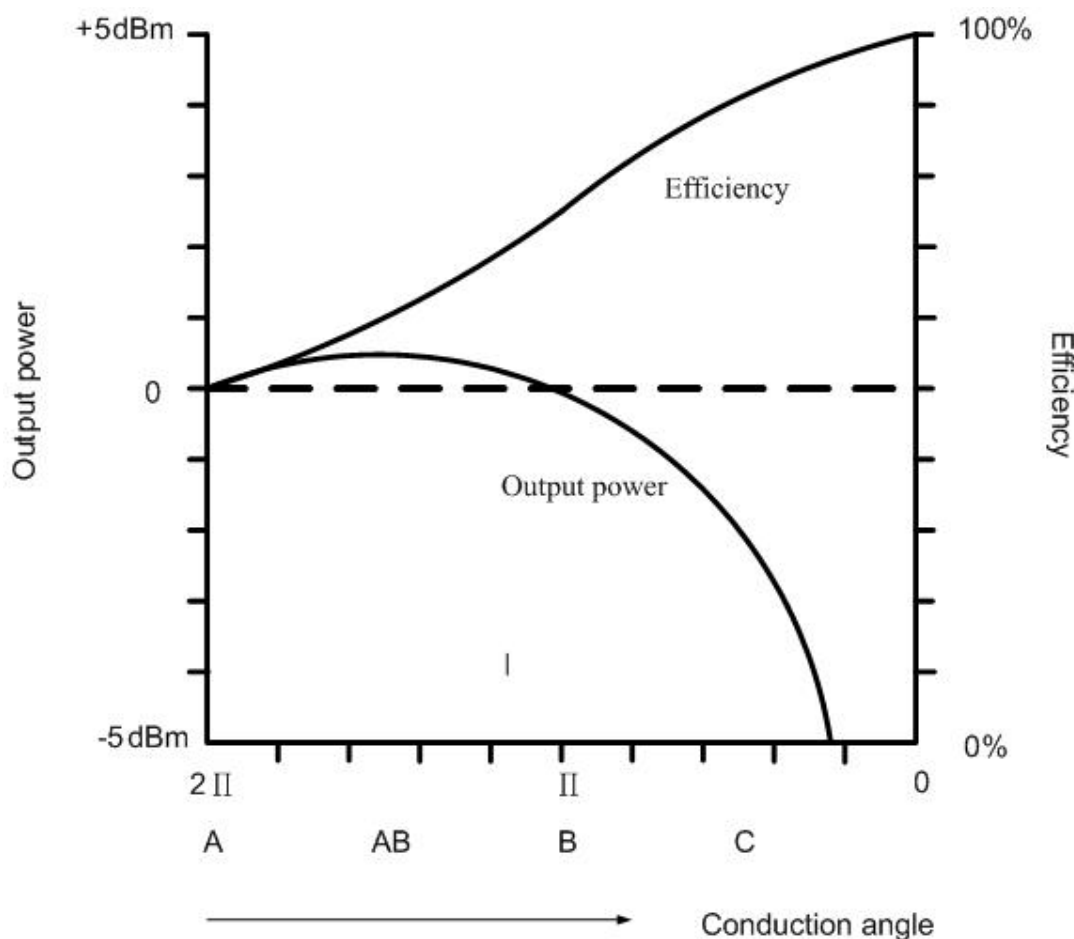


圖 2.8 各類線性功率放大器輸出功率和效率的關係圖

相對於 C 類功率放大器的導通角度小於 180 度，AB 類功率放大器的導通角度則是介於 A 類和 B 類功率放大器之間，導通週期為 50% ~ 100%，因此其效率和線性度在實際設計的結果也多介於 A 類和 B 類功率放大器之間，圖 2.9 為其汲極端的電壓和電流波形圖。通常在實際設計 AB 類功率放大器時，為了獲得更好的效能，會採用和 B 類功率放大器類似的互補式（push-pull）的架構。

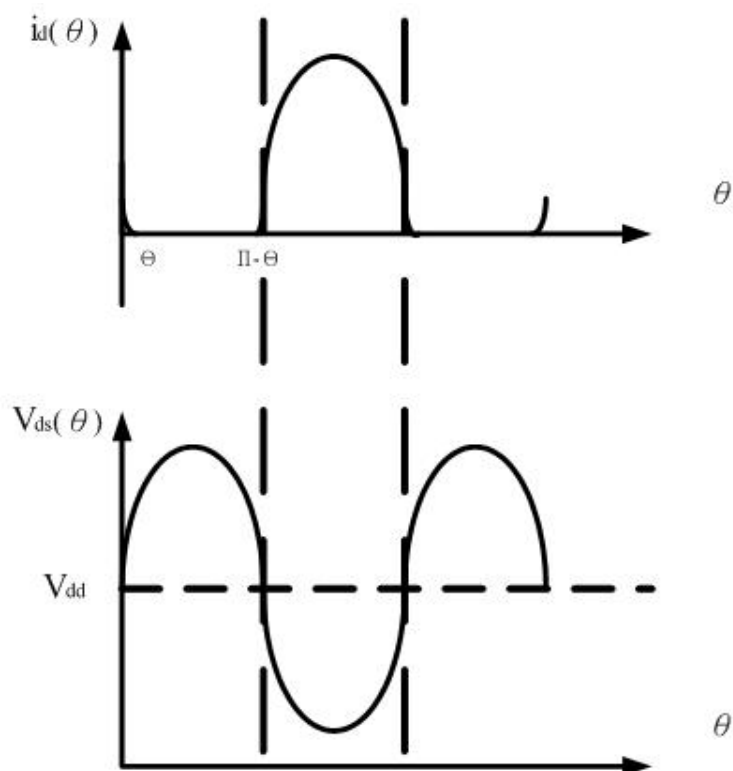


圖 2.9 AB 類功率放大器波形圖

- (a) 汲極電流 i_d 的電流波形
 (b) 汲極電壓 V_{ds} 的電壓波形

2.3 非線性功率放大器

非線性功率放大器主要可以分為 D、E、F 三大類，其操作狀況不同於線性功率放大器般視電晶體為一電流源，非線性功率放大器則是將電晶體當作一開關的形式來使用，相對於線性功率放大器的電晶體操作在飽和區和截止區之間，非線性功率放大器的電晶體主要操作在三極區 (Triode region) 和截止區 (Cut Off region) 之間。在理想的狀況下，當電晶體導通的時候，大部分的電流流經電晶體，此時電壓則降為零，而當電晶體關閉的時候，電流則流進負載電容中，電壓可達到最大值，如此電晶體在整個操作的過程中，無論是電晶體導通或是關閉，都不會有電壓或電流波形同時不為零的情形出現，大大降低了電晶體功率的損耗，理論上，若不考慮被動元件的功率損耗，非線性功率放大器的效率甚至可以達到 100%。

功率放大器的功率消耗主要發生在電晶體的損耗上，而非線性功率放大器則利用開關切換的方式來降低發生在電晶體上的功率損耗，較之一般的線性功率放大器，擁有高輸出功率和高效率的優點，但其非線性的操作特性，則會造成諧波失真 (total harmonic distortion) 和互調失真 (intermodulation distortion) 的現象，所以在使用上主要針對於線性度要求不高的系統，而對於藍芽通訊系統來說，其調變是以 FMSK 為頻率的跳頻技術，對於線性度的要求不高，正是適合採用非線性功率放大器的架構。

2.3.1 D 類功率放大器

圖 2.10 顯示一 D 類功率放大器的基本架構，在架構上採取了和 B 類或 AB 類功率放大器極為相似的互補式 (push-pull) 架構，但在電晶體的操作狀態上卻大不相同，PMOS 和 NMOS 兩個電晶體利用切換開關的方式，在汲極端形成方波的信號，再藉由 LC 元件所組成的濾波網路，去除諧波訊號 (harmonic signal)，還原得到原來的弦波信號。

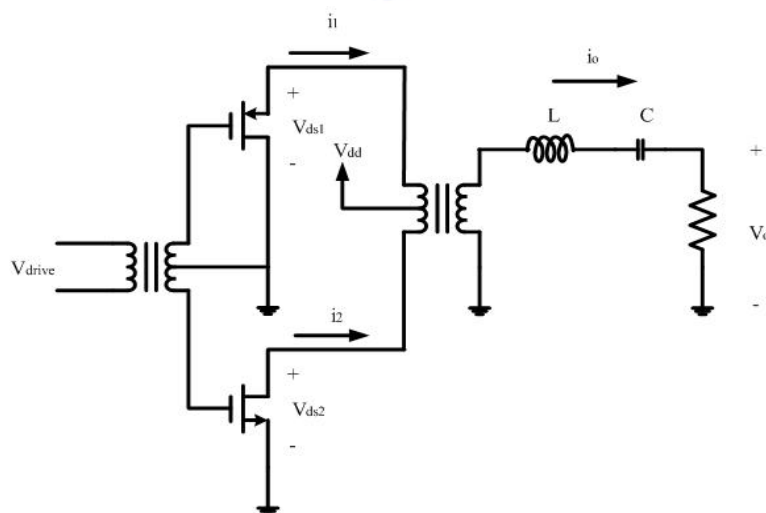


圖 2.10 D 類功率放大器電路架構圖

理論上來說，若信號的結果如圖 2.11 般理想，則其效率應該可以達到 100%，

但在實際電路工作情況時，會有兩大原因造成效率的衰減：

1. 受到電晶體汲極和源極間的導通電壓不為零，如圖 2.12 所示
2. 有限切換速度的限制

上述的兩點將會造成大量功率的損耗，因此通常效率會降到 50% 以下。

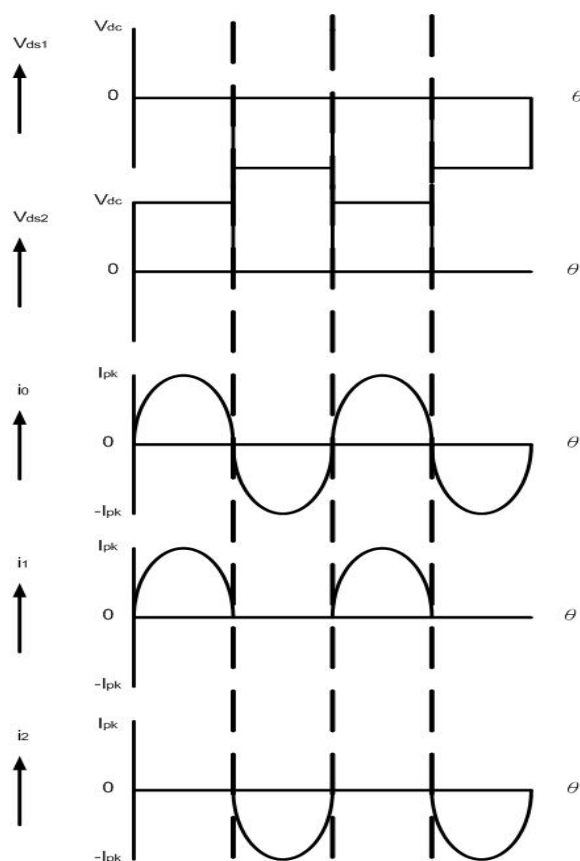


圖 2.11 D 類功率放大器的電壓電流波形圖

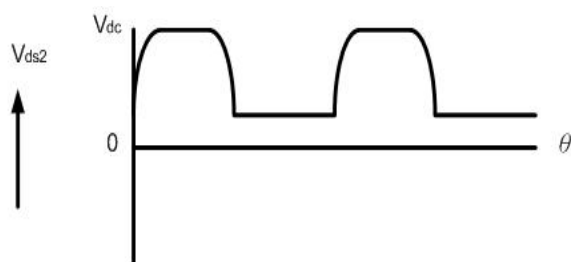


圖 2.12 實際電路操作時的電壓波形圖

2.3.2 E 類功率放大器

為了解決造成 D 類功率放大電路效率不良的原因之一：電晶體汲極和源極間的導通電壓不為零。E 類功率放大器採用了高階的諧振電路，圖 2.13 為 E 類功率放大器的電路架構圖，再利用外接的被動元件，對汲極端的電壓波形作整流，以避免電晶體汲極和源極間的導通電壓不為零，所造成功率損耗的問題，圖 2.14 為汲極端的電壓波形，很顯然的改善了之前導通電壓非零的結果，達到提高效率的目的，不過也因此造成了關閉電壓過高的情況，一般來說其 V_{\max} 會是 V_{dd} 的 2~5 倍左右，而當這樣的情況發生時，將很有可能在 $V_d = V_{\max}$ 時，瞬間電壓超過電晶體崩潰電壓 (Breakdown voltage)，如此輕則增加功率的額外損耗，嚴重的話甚至可能使的電晶體發生燒毀的危險，這是我們在設計 E 類功率放大器時要特別注意的地方。

除了上面所提到的幾點之外，E 類功率放大器還有許多其他的重要特性和設計基本理論，在本篇論文後半部的實際設計時會應用到，因此在下一章會特別對於 E 類功率放大器的基本操作原理，公式推導和驗證進行詳細的討論和介紹。

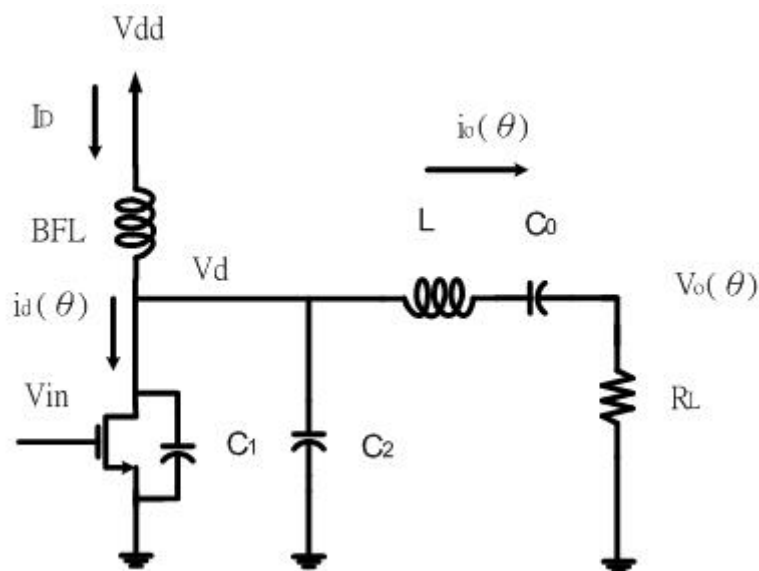


圖 2.13 E 類功率放大器的電路架構圖

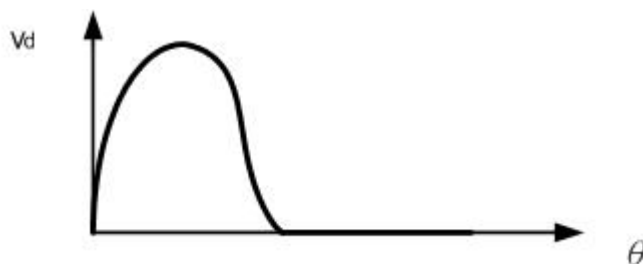


圖 2.14 汲極端的電壓波形圖

2.3.3 F 類功率放大器

E類功率放大器的電壓波形 V_{\max} 過大時，可能造成電晶體燒毀的限制，大大的降低了我們在設計電路上的發揮空間，為了改善這樣的情況，F類功率放大電路特別針對這個部分做了補強，在輸出端加上了一條操作頻率為 ω_0 ，線長為 $\lambda/4$ 的微帶線，如圖2.15，這樣的架構可以讓奇數階的諧波信號被保留在汲極端，而偶數階的諧波信號則被短路到地，這樣的設計可以讓汲極端的電壓波形被調整成方波，避免 V_{\max} 過大造成的影響。不過，當我們要讓這樣的電路製作在系統單晶片上的時候，卻遇到了極大的困難， $\lambda/4$ 的微帶線由於長度過長，勢必無法在以面積和效能為考量的IC上實現，為了解決這樣的問題，新一型的F類功率放大器被發表出來。

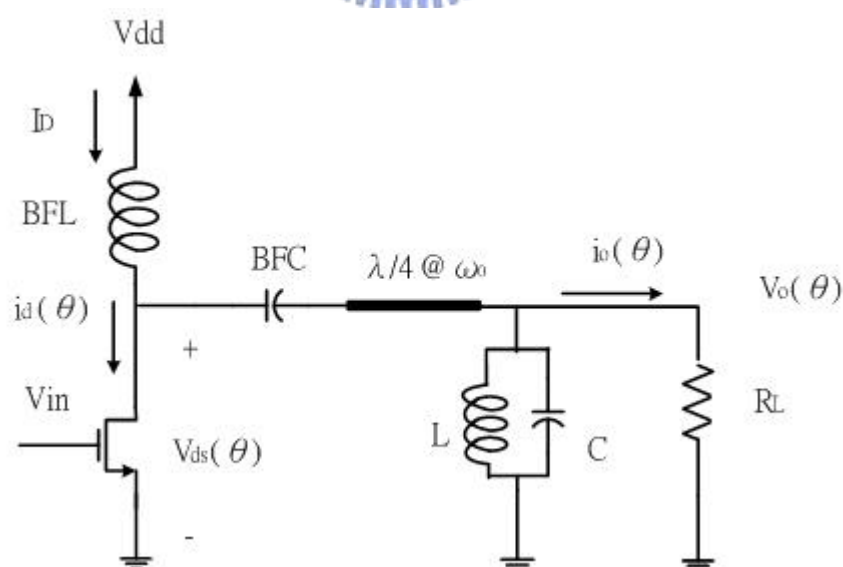


圖 2.15 F 類功率放大器的原始架構圖

由上面的討論可以知道，F類功率放大器的原理是藉由保留無限個奇數階諧波信號，來產生理想方波，以改善汲極端的電壓波形，那如果不使用微帶線來達成此結果，是否有其它的方法可以解決，圖2.16提供了一個重要的答案，那就是利用LC諧振電路，儲存固定操作頻率能量的特性，將對波形影響較大的信號保留，至於其他較不重要的信號則忽略以減少面積和在諧振電路上的功率的損耗。以圖2.16為例，此電路僅多增加了一個共振在 $3\omega_0$ 的LC諧振電路，圖2.17為其汲極端電壓波形和原始的F類功率放大電路的比較，可以發現雖然和理想上的方波有所差距，但在壓制汲極端 V_{max} 的效果上，已經有顯著的表現。

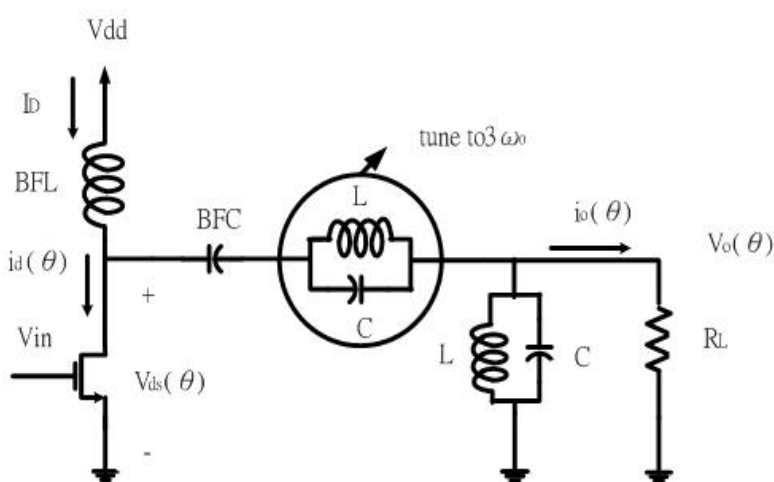


圖 2.16 新型的 F 類功率放大器架構圖

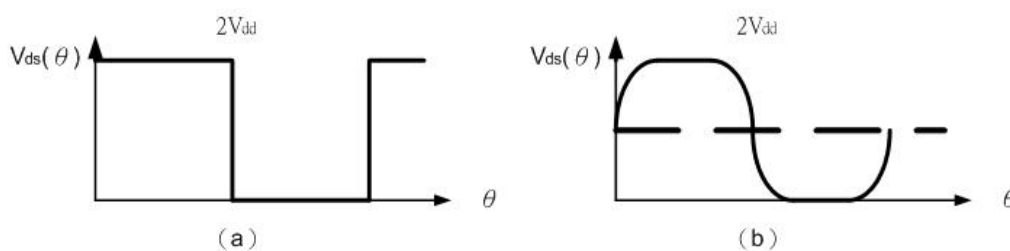


圖 2.17 F 類功率放大器波形圖

(a) 原始的 F 類功率放大電路汲極端電壓波形

(b) 新型的 F 類功率放大器汲極端電壓波形

2.4 功率放大器的重要規格和定義

一般在設計通訊電路時，有許多相關的規格是我們必須考量的，根據不同的

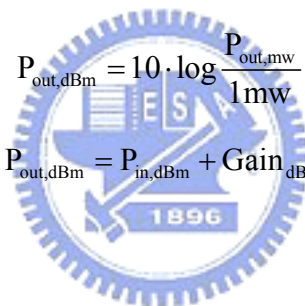
適用系統，這些規格的標準也會有所不同，下面將介紹幾個在設計功率放大器，特別需要注意的重要規格，這些規格的選取正確與否，決定了最後設計出來的功率放大器是否符合系統的需求，所以在設計功率放大器之前，應先徹底瞭解這些規格的定義，並根據要應用的系統，找出適當的值，如此設計出來的電路才有意義[15]。

2.4.1 輸出功率

在功率放大器的設計中，輸出功率是一個極重要的參數，它代表了訊號經過放大之後，可以傳給天線的能量多寡，進而影響整個系統的可用工作距離。在通訊系統中，輸出功率多以 dBm 作為單位，以方便輸入訊號 (P_{in})、輸出訊號 (P_{out}) 和增益間 (Gain) 之間關係的表示。

$$P_{out,dBm} = 10 \cdot \log \frac{P_{out,mw}}{1mw} \quad (2.1)$$

$$P_{out,dBm} = P_{in,dBm} + Gain_{dB} \quad (2.2)$$



2.4.2 效率

一般在比較功率放大器的好壞，除了輸出功率之外，最重要的就是效率的高低，這裡所稱的效率，指的是輸入直流功率轉換為輸出交流功率的比例，根據應用的不同，可以分為下面三種效率的定義方式：

1. 效率 (Efficiency)

又稱為汲極效率 (Drain Efficiency)，指的是直流輸入轉交流輸出的效率。

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{P_{out}}{V_{DC} \cdot I_{DC}} \quad (2.3)$$

2. PAE (Power-added Efficiency)

在效率的定義中又加入了增益的考量，可以明確的看出功率放大器本身放

大的能力。

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC}}} \quad (2.4)$$

3. 多級放大器的整體效率 (Total Efficiency)

在設計多級串接的放大器時，可以此最為評斷好壞的標準。

$$\eta_T = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}} + P_{\text{in}}} \quad (2.5)$$

理論上當然是希望轉換的比率可以達到百分之百，但現實上，在功率轉換的過程中，必為會有功損耗的情形發生。所以如何在不損耗其他特性的情況下，提高效率就是設計功率放大器一個極為重要的課題。

2.4.3 線性度和 1dB 增益壓縮點

功率放大器是屬於大信號操作的電路，所以電晶體在工作時，勢必會運用到其非線性的特性。當一正弦波訊號 $v_m = A \cos \omega t$ 輸入功率放大器時，基於功率放大器本身的非線性效應，可以寫出放大器輸出 V_{out} 和輸入 V_{in} 之間的關係：

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} &= a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + a_3 v_m^3 + \dots \\ &= a_0 + \frac{a_2 A^2}{2} + \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4}\right) \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{a_3 A^3}{4} \cos 3\omega t + \dots \end{aligned} \quad (2.6)$$

從 (2.6) 式可以發現，在 $\cos \omega t$ 這一項中，多出的 $\frac{3a_3 A^3}{4}$ 是來自於電路的三次諧波項，其中 a_3 一般來說通常是小於零，因此在忽略較不重要高次項的情況下，若純粹只考慮 $\cos \omega t$ 項，則 a_3 將決定了電路的線性度和在不失真情況下的最大輸出輸入功率。

在考慮非線性特性的情況下，放大器的增益不會如線性關係般無止境的增

加，當輸出功率進入飽和區域時，增益則會隨著輸入訊號的不斷增加而逐漸減少。如圖 2.18 此示，為了界定線性區和非線性區的工作範圍，特別定義 1dB 增益壓縮點 (1dB Gain Compression Point)，以輸出增益比小信號線性增益小 1dB 時的輸出功率，作為線性區域的上限，此時的輸出功率可記為 P_{1dB} 。

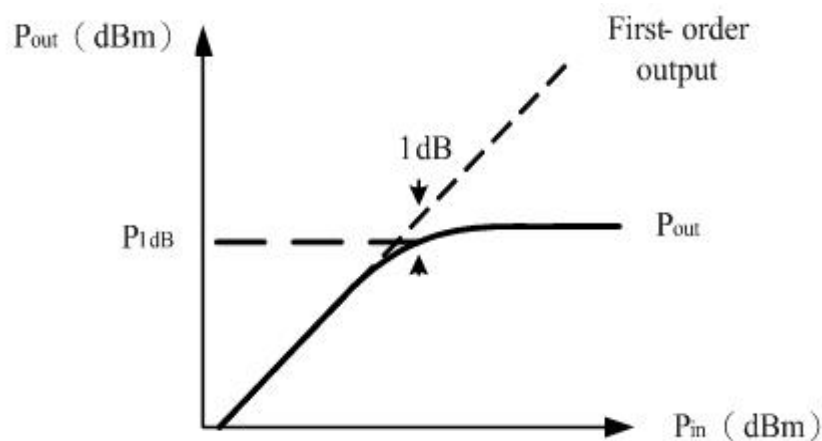


圖 2.18 P_{1dB}

在功率放大器的設計中，效率和線性度是互相抵觸的，因此在設計時應因應系統的不同，而進行設計的考量，以本篇論文為例，藍芽通訊系統因為是採取跳頻式展頻技術 (FHSS: frequency hopping spread spectrum)，所以在設計時，應該以效率為主要的訴求，至於線性度則可以不用太要求，如此才能在有限的範圍內，達到最好的效能。

2.4.4 失真

在設計功率放大器時，不能避免的會運用到電晶體非線性的區間，此時就有可能因為非線性的特性，產生失真的現象，一般來說在功率放大器中，可能碰到的失真可以分為：

1. 諧波失真 (Harmonic Distortion)

諧波失真發生在輸入單一頻率訊號時，訊號會因為電晶體非線性的特性，在輸出端造成其他諧波訊號的放大現象，在(2.6)式中，可以看出其他諧波項和輸入訊號的關係。為了避免因為諧波訊號過度放大，而干擾到其他頻帶訊號的傳遞，通常各系統規格中都會明確的訂定訊號的諧波衰減量。

2. 互調失真 (Intermodulation Distortion, IMD)

在功率放大器的量測中，常常會使用 two-tone 的測試架構，分別將兩個大小相同頻率極為相近的訊號 (圖 2.19 中的 ω_1 和 ω_2) 輸入功率放大器中，則在輸出端可以發現，此時的輸出訊號，除了有各自因諧波失真所造成的諧波訊號之外，還有因兩輸入訊號交互調變所產生的互調失真訊號。如下圖 2.19 所示，大部分的失真訊號都可以藉由濾波器的設計將其濾除，唯獨當互調失真訊號 (圖 2.19 中的 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$) 和載波頻率 (圖 2.19 中的 ω_1 和 ω_2) 過於接近時，將極難以濾波器濾除。

假設輸入信號

$$v_{in} = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.7)$$

輸出信號

$$V_{out} = a_0 + a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + \dots \quad (2.8)$$

將 (2.7) 式的結果代入 (2.8) 式，則：

$$V_{out} = \dots + \frac{3}{4} A_1^2 A_2 a_3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} A_1 A_2^2 a_3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \dots \quad (2.9)$$

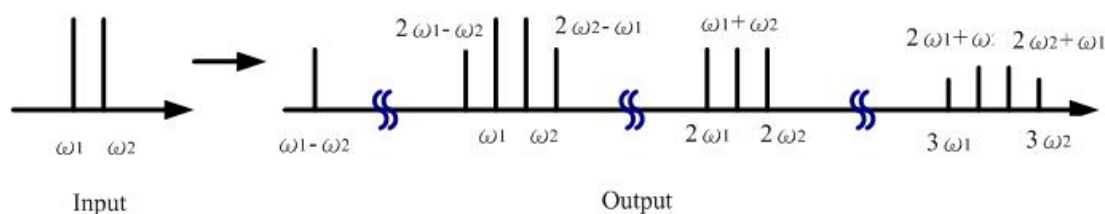


圖 2.19 Two-tone 輸入和輸出訊號頻譜分佈圖

從圖 2.19 中可以發現，在輸出的頻譜分佈中，三階互調失真訊號 (圖 2.19

中的 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$) 是最接近載波頻率且無法以濾波器濾除的，通常在衡量線性度的好壞時，也往往以三階互調失真作為衡量的標準，為此我們定義 IP_3 (third-order intercept point)，用來評估放大器的三階互調失真，圖 2.19 顯示在 IP_3 發生時，此時的輸入訊號功率大小定義為 IIP_3 ，其對應的輸出訊號功率大小則為 OIP_3 ，利用簡單的運算過程，可以得到 (2.10) 式，一般來說，當 IIP_3 越大時，其對應的三階互調失真訊號就越小，則線性度就越會好。

$$IIP3_{dBm} = \frac{\Delta P_{dBm}}{2} + P_{in,dBm} \quad (2.10)$$

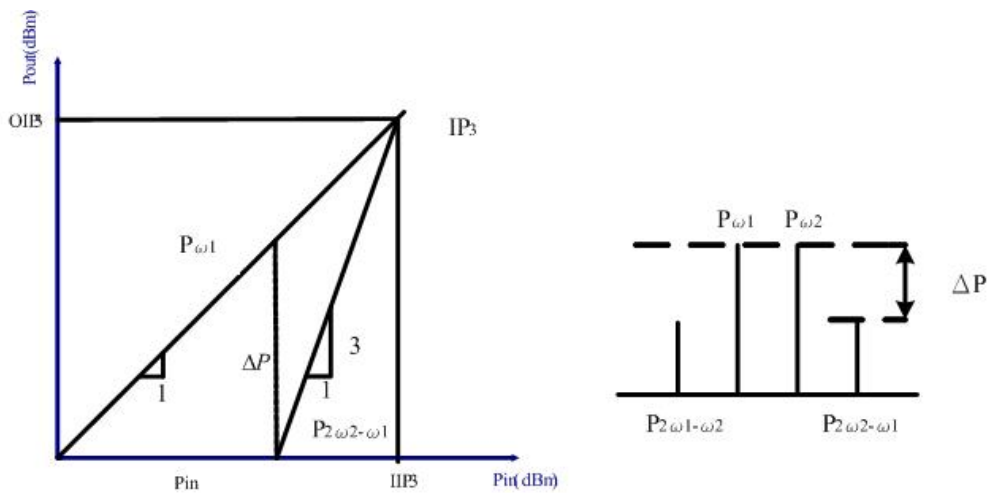


圖 2.20 IP_3 、 OIP_3 和 IIP_3