

第一章 電學的基本概念

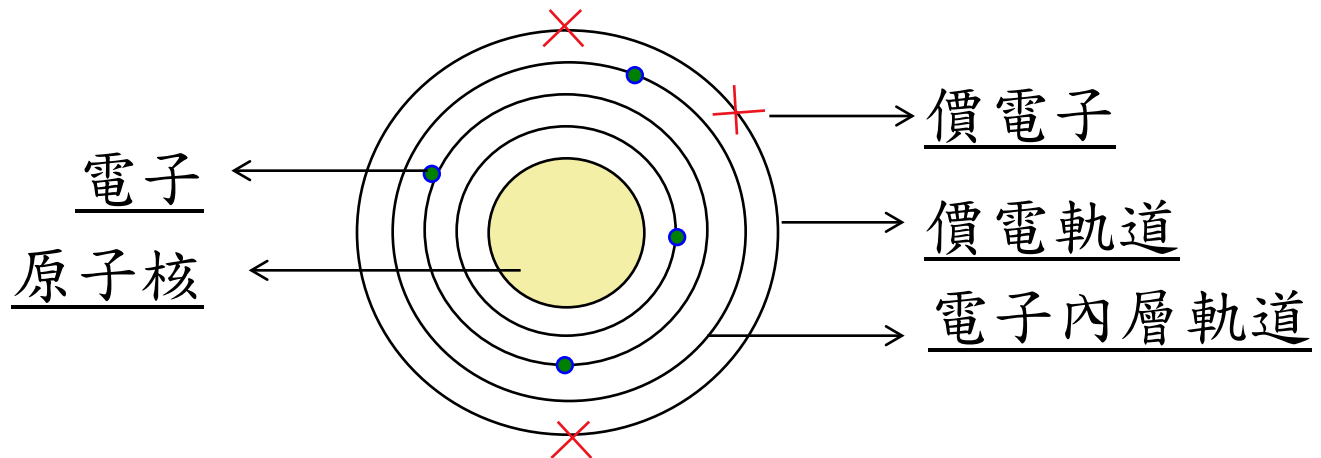
- 1.1 電的本性
- 1.2 單位
- 1.3 電場強度
- 1.4 電位
- 1.5 電流
- 1.6 功率
- 1.7 頻率
- 1.8 克希荷夫電壓定律
- 1.9 克希荷夫電流定律

1-1 電的本性(1)

◆ 原子的基本結構

(a) 原子核

(b) 電子層



1-1 電的本性(2)

定義:

- 質子(Proton) : Positive Charge
- 中子(Neutron) : Neutral
- 電子(Electron) : Negative Charge

帶電之質點其電荷量大小為 1.6×10^{-19} 庫侖(coul)

- 價電子(Valence Electron) :

位於原子軌道最外層電子

{ 價電子被移出 → 形成正離子
{ 價電子被放入 → 形成負離子

1-2 單位

量	符號	單位	簡稱
力	F	牛頓	N
能量	W	焦耳	J
功率	P	瓦特	W
電壓	V,v,E,e	伏特	V
電荷	Q,q	庫侖	C
電流	I,i	安培	A
電阻	R	歐姆	Ω
電容	C	法拉	F
電感	L	亨利	H
頻率	f	赫茲	Hz
磁通量	Φ	韋伯	Wb
磁通量密度	B	特斯拉	T

1-3 電場強度

◆ 電場強度 (Electric Field Intensity):

一個單位正電荷所受到的作用力

Def:

$$E_x = \frac{F_x}{q} (N / coul)$$

Where q : 正電荷量 (庫倫: coul)

F_x : 電荷受力 (牛頓: N)

1-4 電位

◆ 電位(Potential)

將一正電荷於反方向的電場中，任意由一點移至另一點所作之功。

Def:

$$V = \int_{x_0}^x E_x dx = \frac{w}{q}$$

Where x_0, x : 質點位置

E_x : 於點 x 之電場強度的大小

w : 由 x_0 點移至 x 所作之功

q : 正電荷量

1-5 電流

◆ 電流(Current)

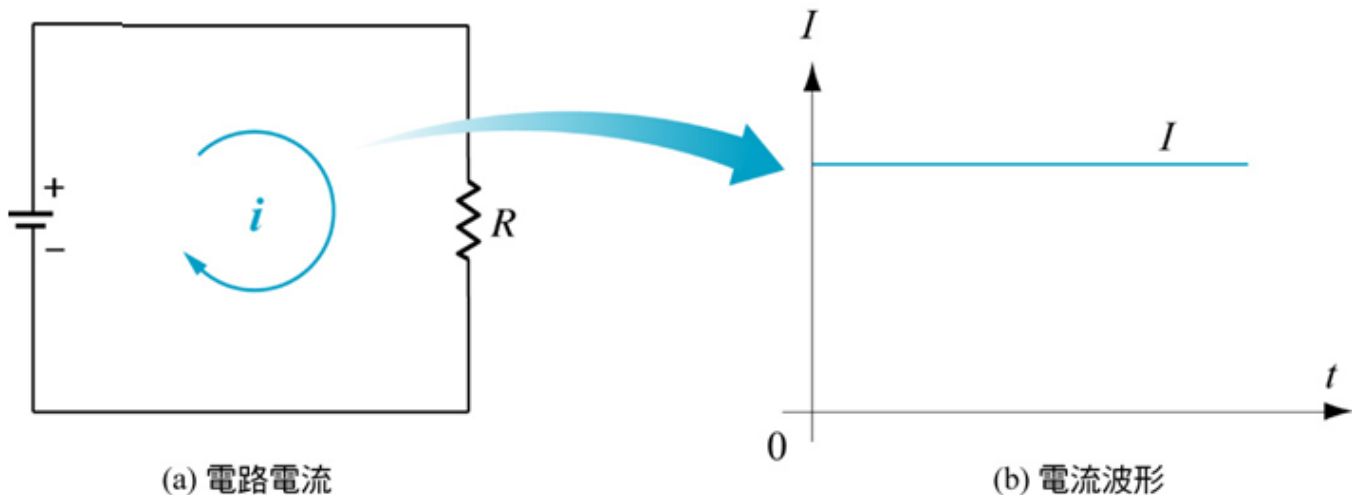
單位時間內通過某單位截面之總電荷量

Def: $I = dQ / dt$

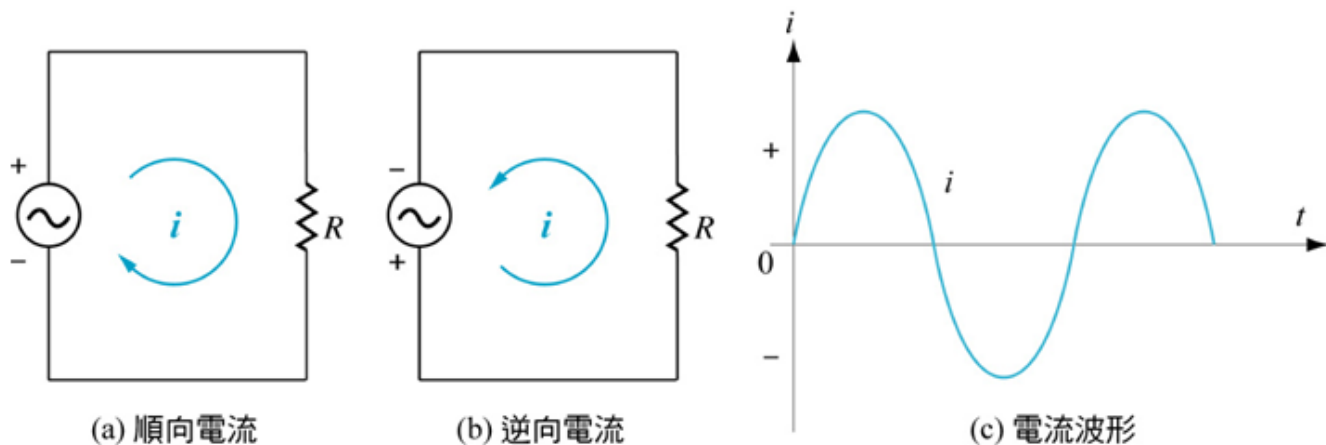
Where Q: 總電荷量 (coul)

t: 單位時間 (sec)

直流電波形：電壓極性及電流方向不隨時間變化而改變

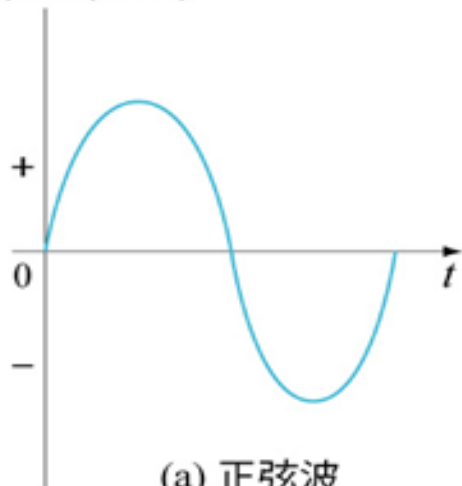


交流電波形：電壓極性及電流方向皆隨時間作週期性的改變



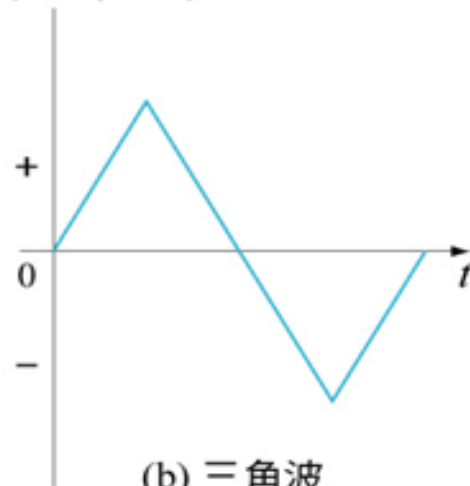
交流電波形

i (電流)或 v (電壓)



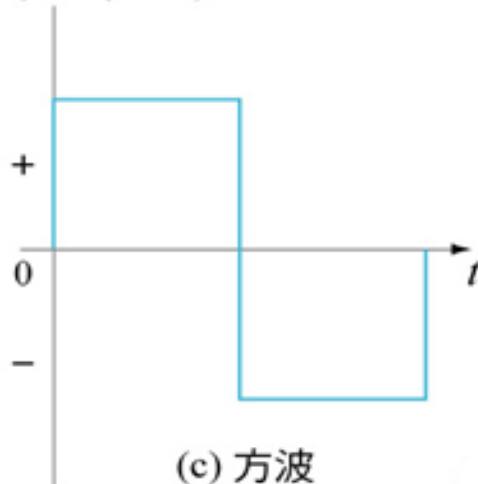
(a) 正弦波

i (電流)或 v (電壓)



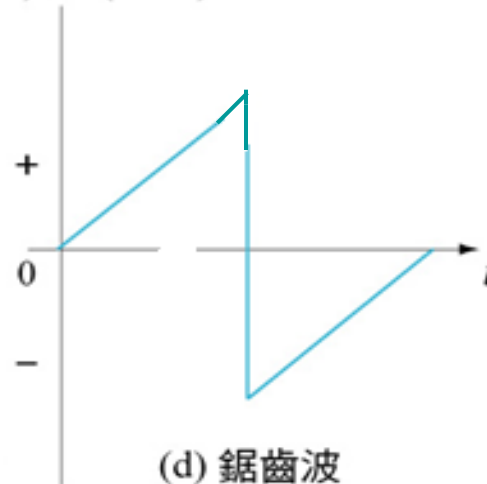
(b) 三角波

i (電流)或 v (電壓)



(c) 方波

i (電流)或 v (電壓)



(d) 鋸齒波

1-6 功率

◆ 功率(Power)

單位時間內所做的功，功率定義為能量的轉換率

$$\text{Def: } P = \frac{W}{t} = \frac{V \times Q}{t} = \frac{V \times I \times t}{t} = V \times I$$

Where W: 功 (焦耳)

t: 單位時間 (sec)

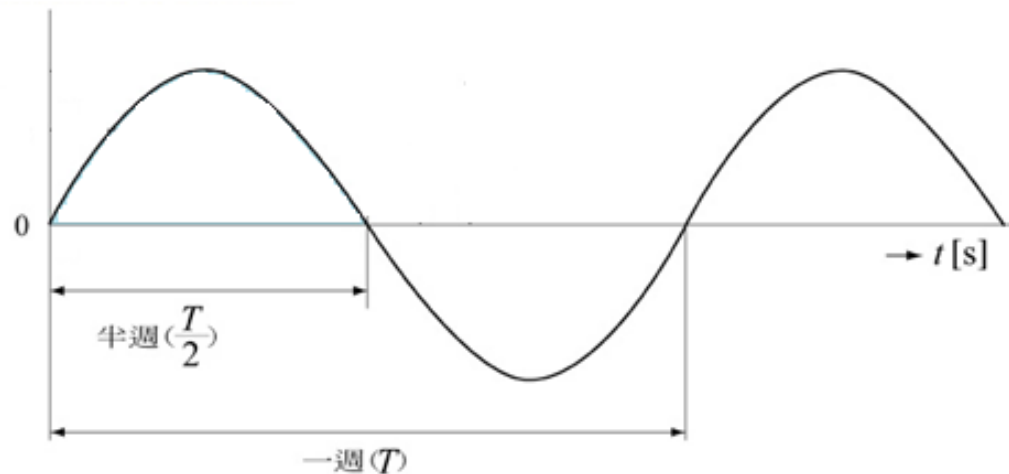
1-7 頻率

◆ 頻率 (Frequency)

週期性波形，每秒重覆出現的週數

Def: $f = 1 / T$ (週 / 秒，赫芝)

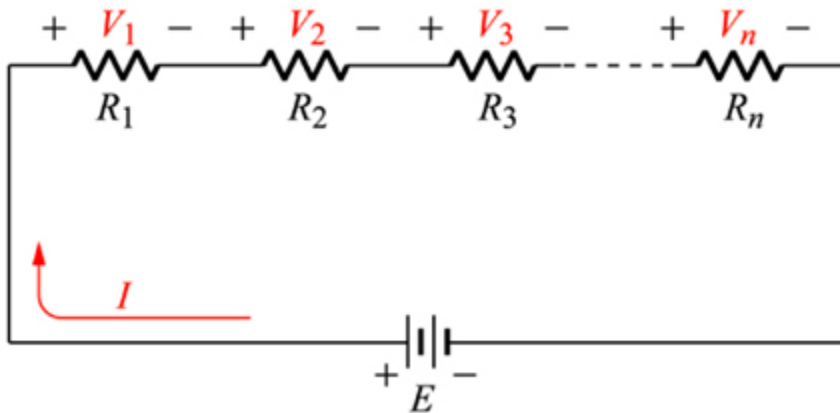
Where T : 週期 (coul)



1-8 克希荷夫電壓定律

◆ KVL

在一封閉迴路中，電壓升的總和等於電壓降的總和，即 $\sum E = \sum V$ 。

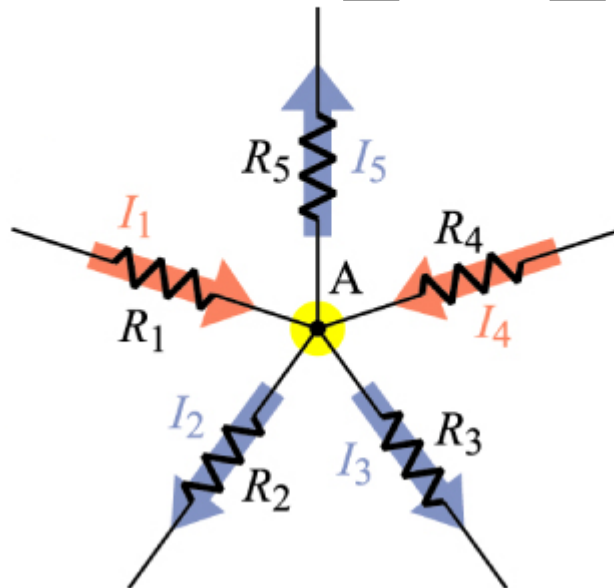


左圖中
電壓升： E
電壓降： V_1 、 V_2 、 V_3

1-9 克希荷夫電流定律

◆ KCL

電路中，流入某一節點的電流總和，等於流出該節點的電流總和，即 $\sum I_{in} = \sum I_{out}$ 。



第二章 被動元件

- 2.1 電阻(Resistance)
- 2.2 電容(Capacitance)
- 2.3 電感(Inductor)

2-1 電阻(Resistance)

◆ 電阻之基本原理

一電路欲阻止電流通過，同時使電能轉換為熱能之性質，謂之電阻。其單位為歐姆(ohms)，並以希臘字母 Ω (omega) 表示。

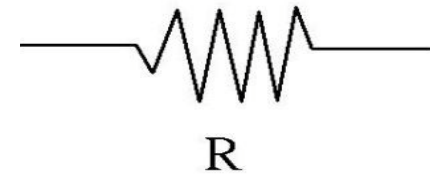
$$R = \rho \frac{l}{A} = \frac{V}{I}$$

(a) 公式

ρ : 電阻係數($cm^2-\Omega/m$)

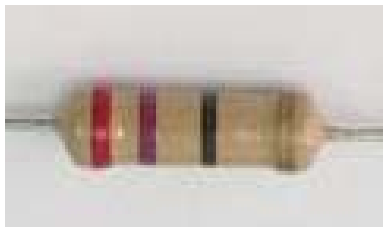
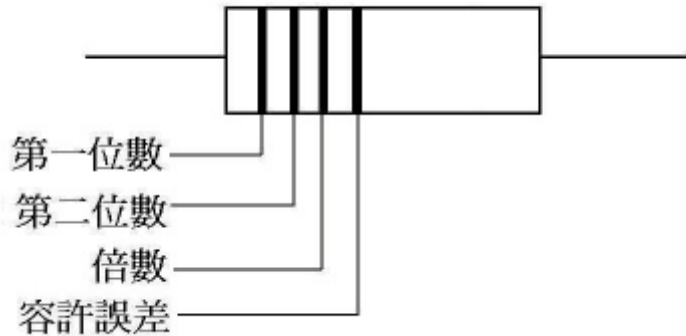
l : 長度(m)

A : 截面積(cm^2)

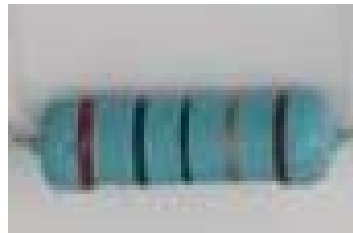


(b) 符號

色碼標示法



(a) 一般電阻



(b) 高精密電阻

顏色	第一位數	第二位數	倍數	容許誤差(%)
黑色	0	0	x 1(Ω)	-
棕色	1	1	x 10 (Ω)	± 1
紅色	2	2	x 100 (Ω)	± 2
橙色	3	3	x 1000 (K Ω)	-
黃色	4	4	x 10000 (10K Ω)	-
綠色	5	5	x 100000 (100K Ω)	± 0.5
藍色	6	6	x 1000000 (1M Ω)	± 0.25
紫色	7	7	x 10000000 (10M Ω)	± 0.1
灰色	8	8	x 100000000 (100M Ω)	-
白色	9	9	x 1000000000 (1000M Ω)	-
金色	-	-	x 0.1	± 5
銀色	-	-	x 0.01	± 10
無色	-	-	-	± 20

構造與種類

工作方式可分為：

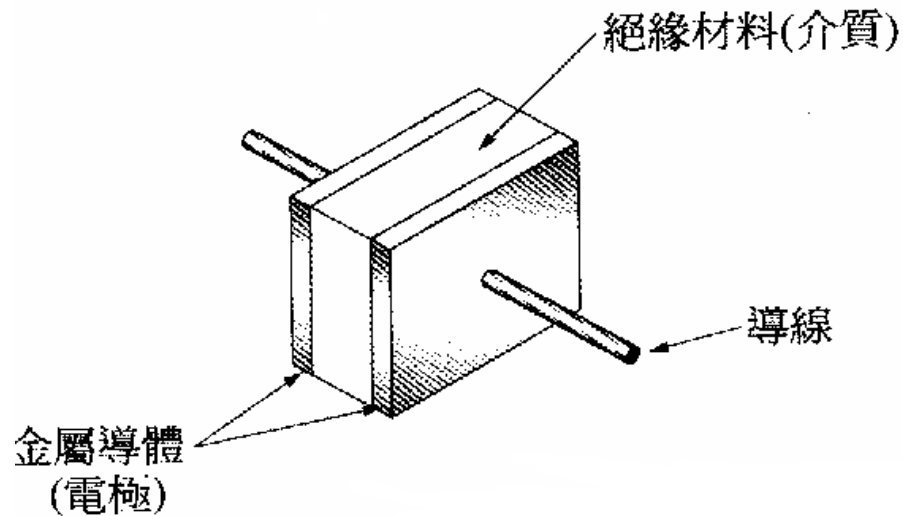
- 線性電阻器(linear resistor)
 - 一、固定電阻器(Fixed resistor)
 - 二、可變電阻器(Variable resistor)
- 非線性電阻器(Nonlinear resistor)
 - 三、特殊電阻器(special resistor)

2.2 電容(Capacitance)

1. 電容之構造
2. 電容之定義
3. 電容之ESR
4. 記號之表示
5. 種類與特性

1. 電容之構造

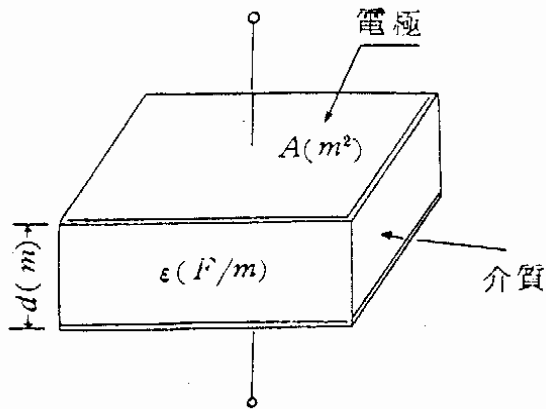
- 基本構造是在兩平行導電板間加入絕緣材料，而平行導電板是以金屬導體做為電極，中間的絕緣材料就是介質。



2. 電容之定義

➤ 定義：單位電壓所產生或儲存電荷的能力，就稱為電容量。

$$C = \frac{Q}{V} = \epsilon \frac{A}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$$

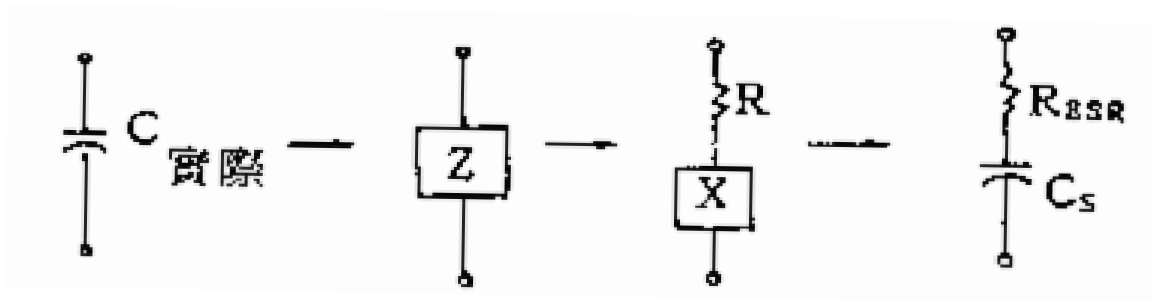


名稱	單位
C(電容量)	法拉(F)
Q(電量)	庫倫(C)
V(電位差)	伏特(V)
A(截面積)	平方公尺(m ²)
d(距離)	公尺(m)
ϵ (介質係數)	法拉/公尺(F/m)
ϵ_0 (真空或空氣介質係數)	8.85×10^{-12} 法拉/公尺(F/m)
ϵ_r (相對介質係數)	無

3. 電容之ESR

- 定義：電容器的等效串聯電阻(Equivalent Series Resistance,ESR)。
- 散逸因數DF (**Dissipation Factor**)定義：

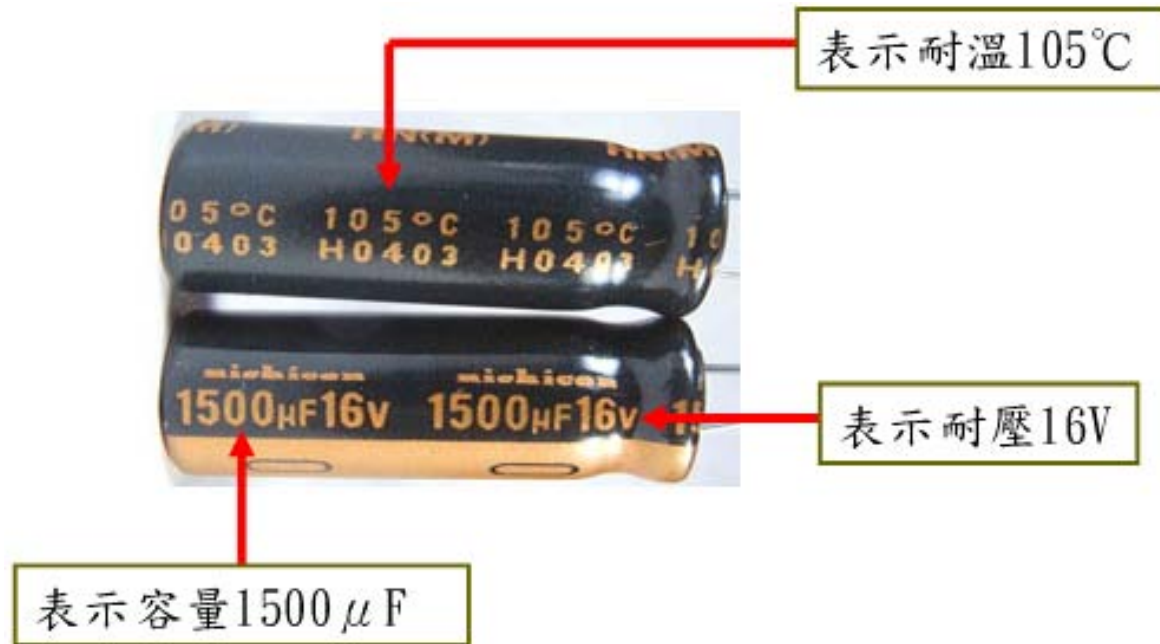
$$DF = \frac{\square \square \square \square \square}{\square \square \square \square \square} = \frac{R}{|X|} = \omega CR_{ESR}$$



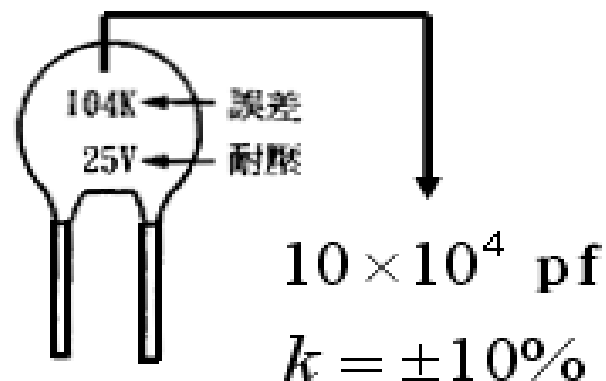
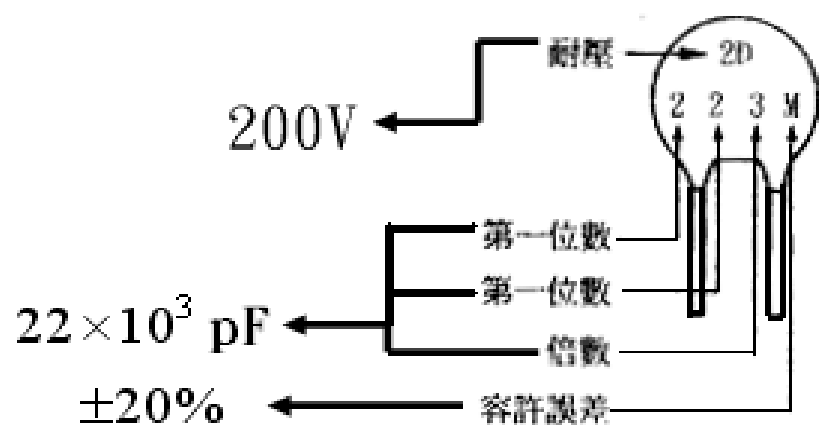
▲ 電容器之實際電路

4. 記號之表示

(1) 直接表示法



(2)代碼表示法



	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	P	V	W
0	1	1.25	1.6	2.0	2.5	3.15	4.0	5.0	6.3	8.0	1.8	3.5	4.5
1	10	12.5	16	20	25	31.5	40	50	63	80	18	35	45

▲ 額定電壓(V)

▼ 容許誤差

記號	B	C	D	F	G	J	K	M	N
容許誤差(%)	± 0.1	± 0.1	± 0.5	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	± 30

5.種類與特性

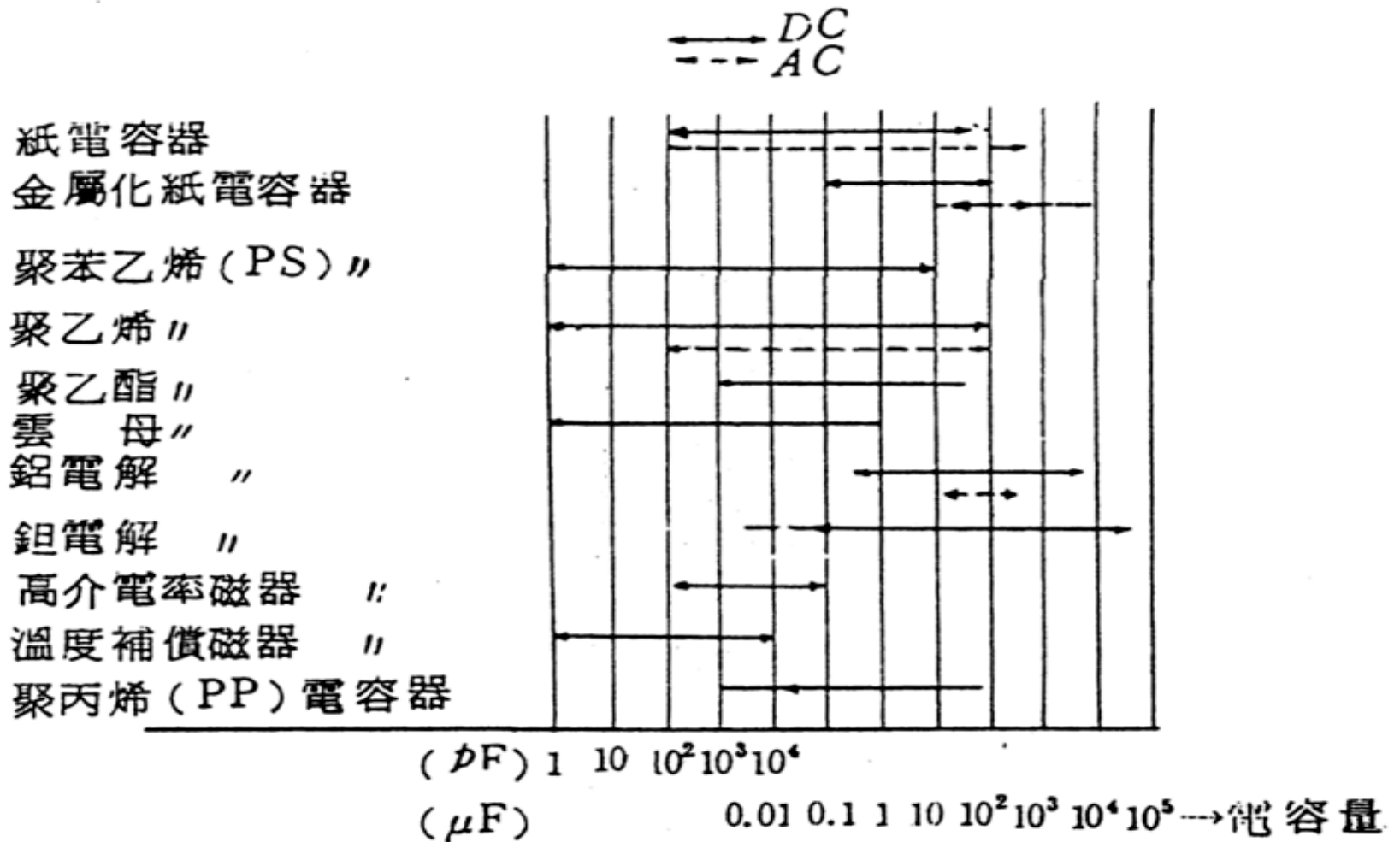
➤ 電容器可以分為以下三類：

一. 積層型電容器

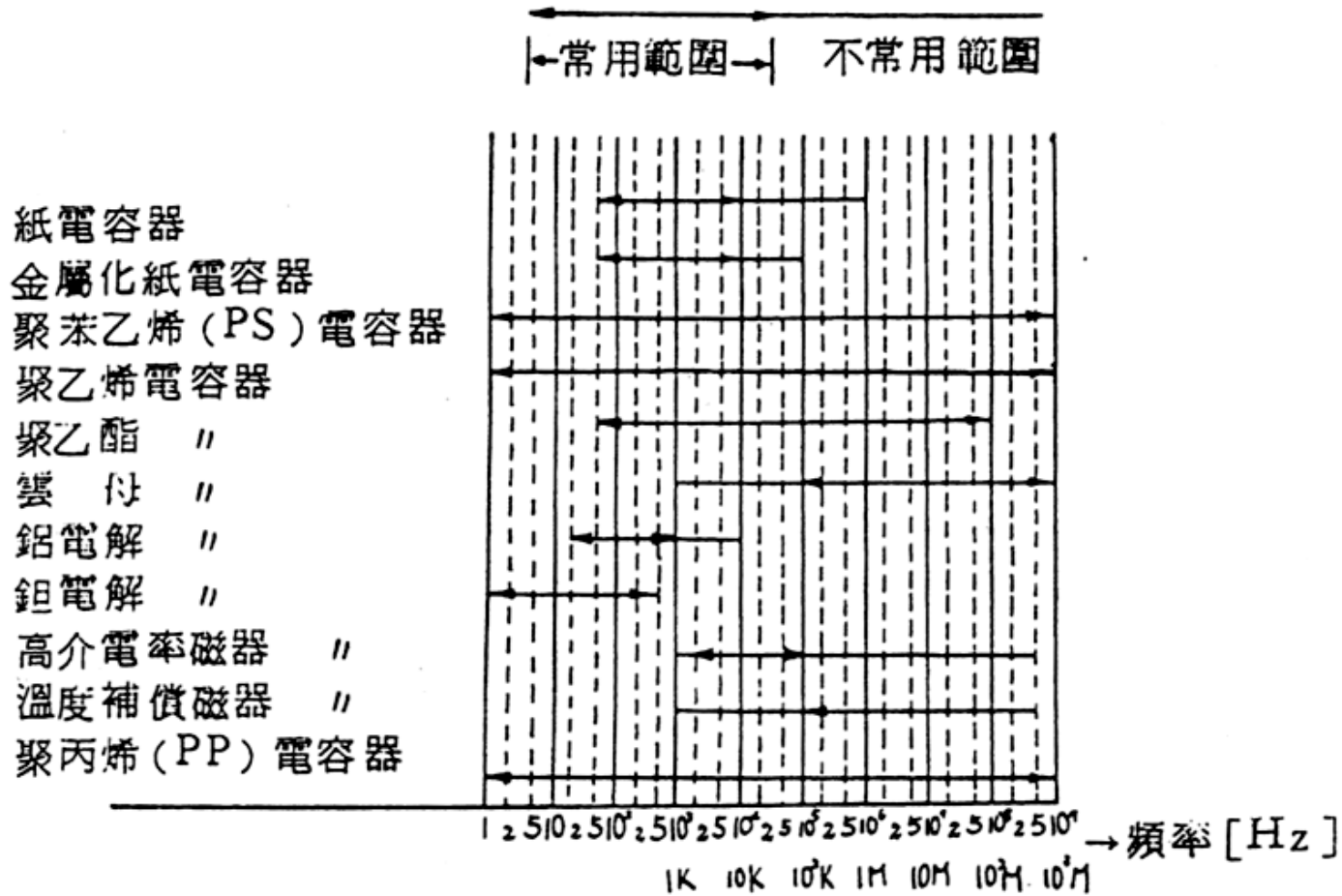
二. 電解型電容器

三. 捲繞型電容器

★各種電容器的電容量帶域



★各種電容器適用頻率範圍



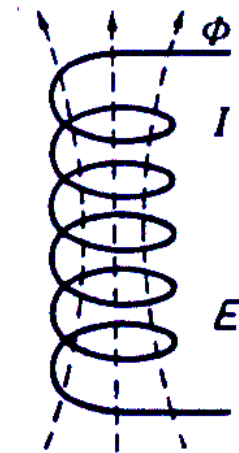
2.3 電感 (Inductor)

1. 基本定義
2. 電感的功能及結構
3. 電感的形式
4. 電感器的捲繞方法
5. 鐵心的優缺點

1. 基本定義

➤ 電感之定義

$$L = \frac{\Phi}{I}$$



➤ 電感之歐姆定律

$$E = L \frac{di(t)}{dt}$$

Φ：交鏈磁通數

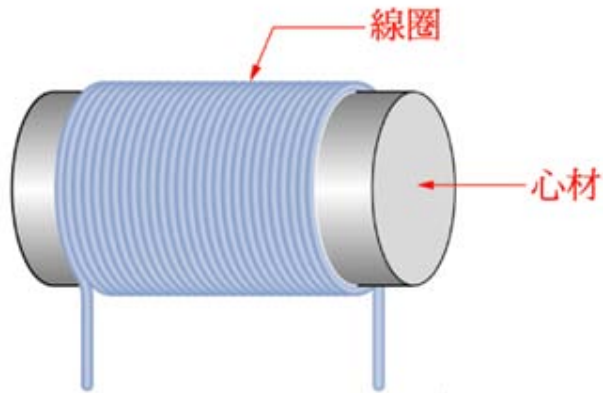
I：電感電流

E：感應電壓

L：電感量

$\frac{di(t)}{dt}$ ：電流變動率

2. 電感的功能及結構



電感器結構

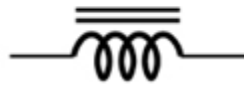


符號

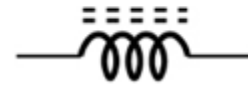
(1) 空心電感器



(2) 鐵心電感器



(3) 磁心電感器



各種材料的電感器符號

3. 電感器的形式

➤ 中低頻電感器： $10^{-6} \sim 10^{-3} (H)$

➤ 高頻晶片電感器： $10^{-9} \sim 10^{-6} (H)$

a. 薄膜電感(thin film)

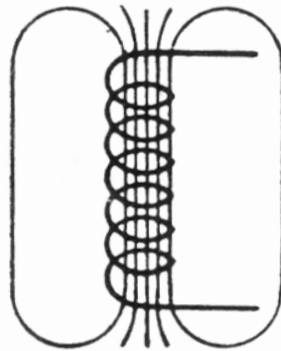
b. 積層電感(multilayer)

c. 繞線電感(wire wound)

➤ 扼流圈(choke coil)： $10^{-6} (H)$

扼流圈並不能降低漣波, 只不過是電感的特性, 因整流後會有許多的倍頻存在電源中, 而電感是非線性元件, 越高頻阻抗越高, 當整流後的電源經過抗流圈, 那些不須要的倍頻就可濾除, 電源也更乾淨.

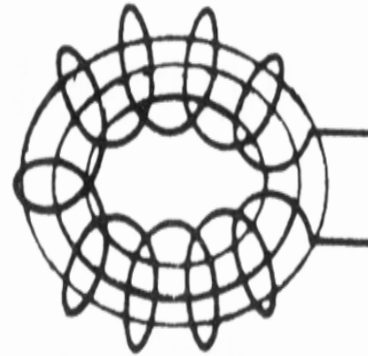
4. 電感器的捲繞方法



(a) 螺管線圈



(b) 螺旋型線圈



(c) 環型線圈

5.鐵心的優缺點

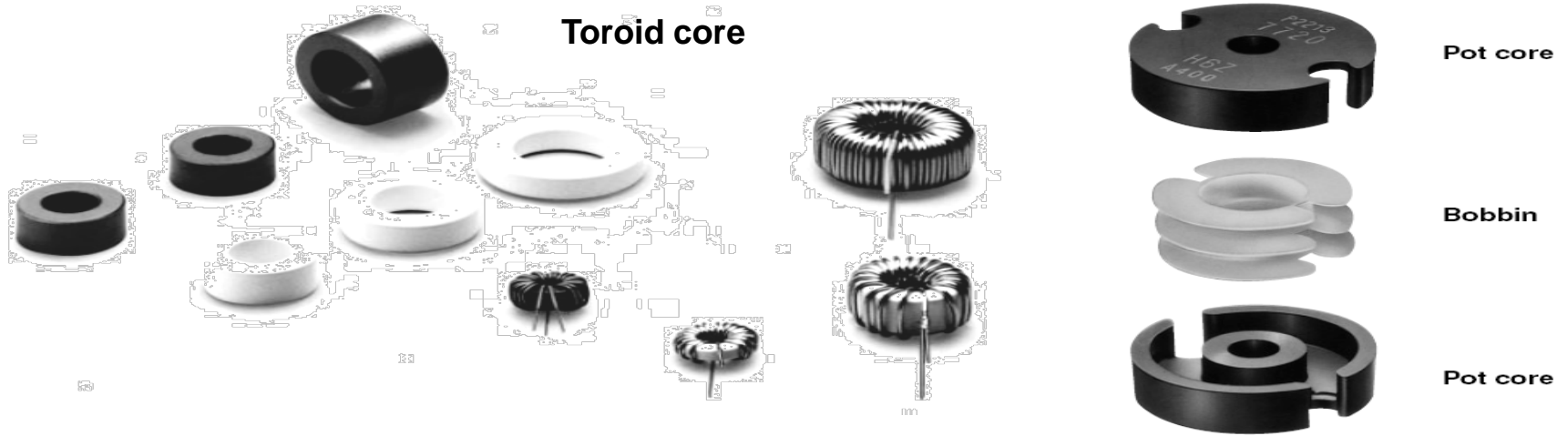
➤ 優點：

- (1) 較不會造成能量損耗。
- (2) 使用高導磁係數的鐵心，可以具有較小的分佈電容。

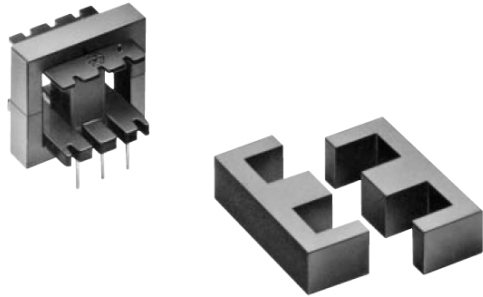
➤ 缺點：

- (1) 使用材質不同，會於高頻時造成導磁係數減少及功率損失大。
- (2) 磁滯現象會產生功率損失和失真及鐵心磁飽和的現象存在。

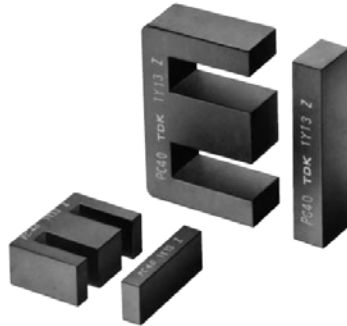
★ 常見鐵心種類形狀



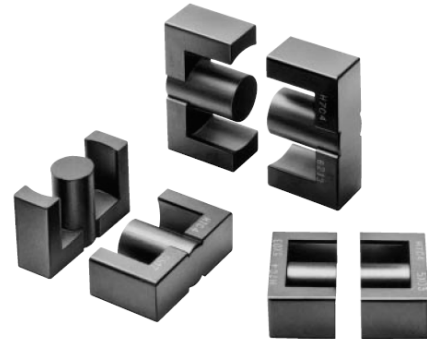
EE AND EF CORES



EI CORES



EER CORES



結 論

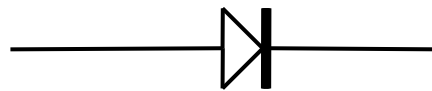
- 無論在電阻器、電感器或電容器上都必須注意以下五點：
 1. 功率額定
 2. 溫度係數
 3. 容許誤差
 4. 操作頻率
 5. 價格及採購難易度

功率元件

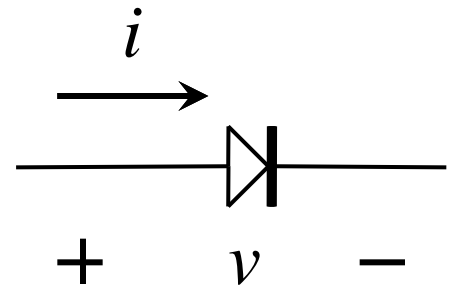
- 二極體(Diode)
- 雙載子接面電晶體(BJT)
- 金氧半場效電晶體(MOSFET)
- IGBT

Diode 元件

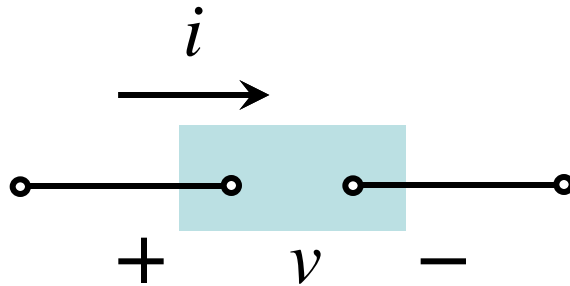
- 二極體(Diode)為P-type與N-type兩種半導體合成的元件。
- Diode為少數載子元件。
- 常見的Power Diode有：Standard diode、Fast-recovery diode、Schottky diode、Zener diode等類。
- 電路符號如下所示：



理想 Diode

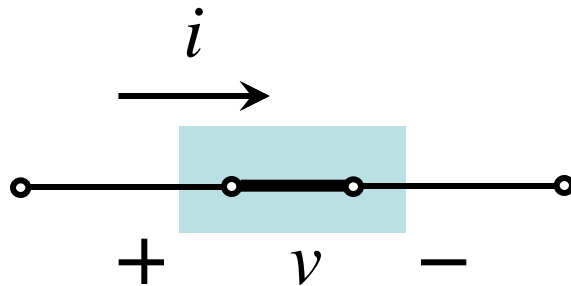


- 若在Diode上加逆向偏壓，流過Diode的電流為零，稱為截止(cut off)。



$$v < 0 \rightarrow i = 0$$

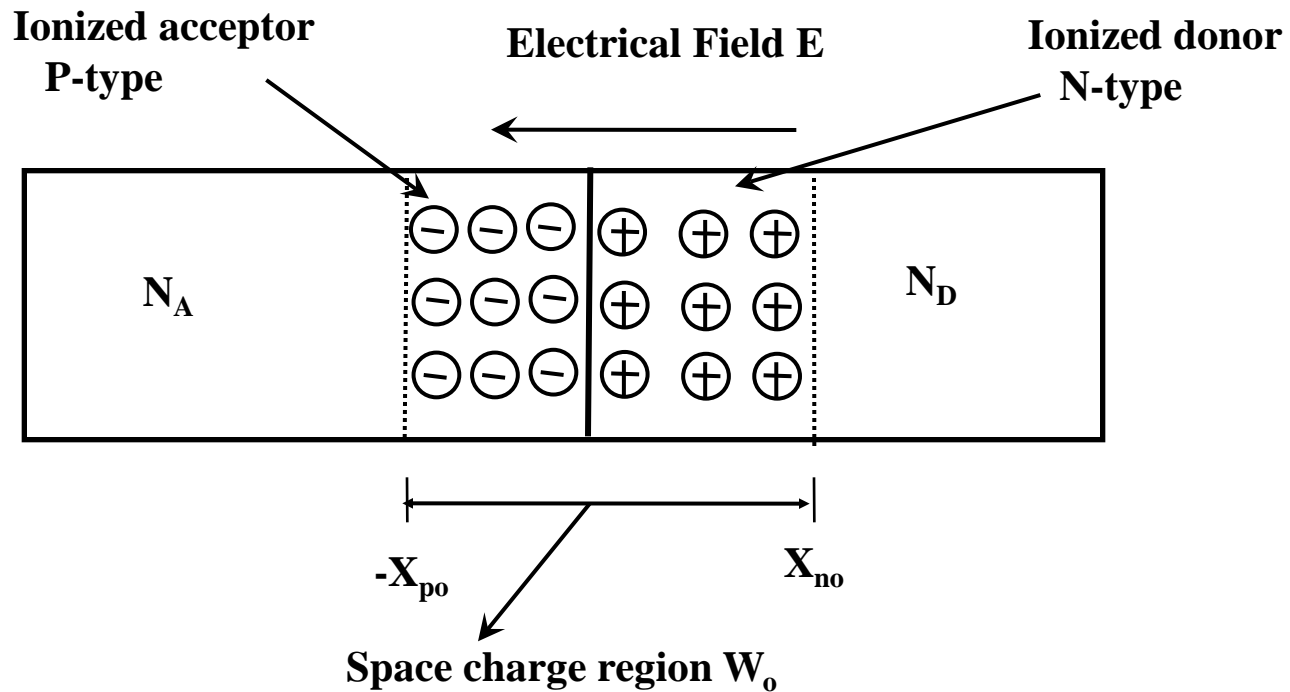
- 若在Diode通過一正向電流，則Diode上壓降為零，稱為導通(turned on)。



$$i > 0 \rightarrow v = 0$$

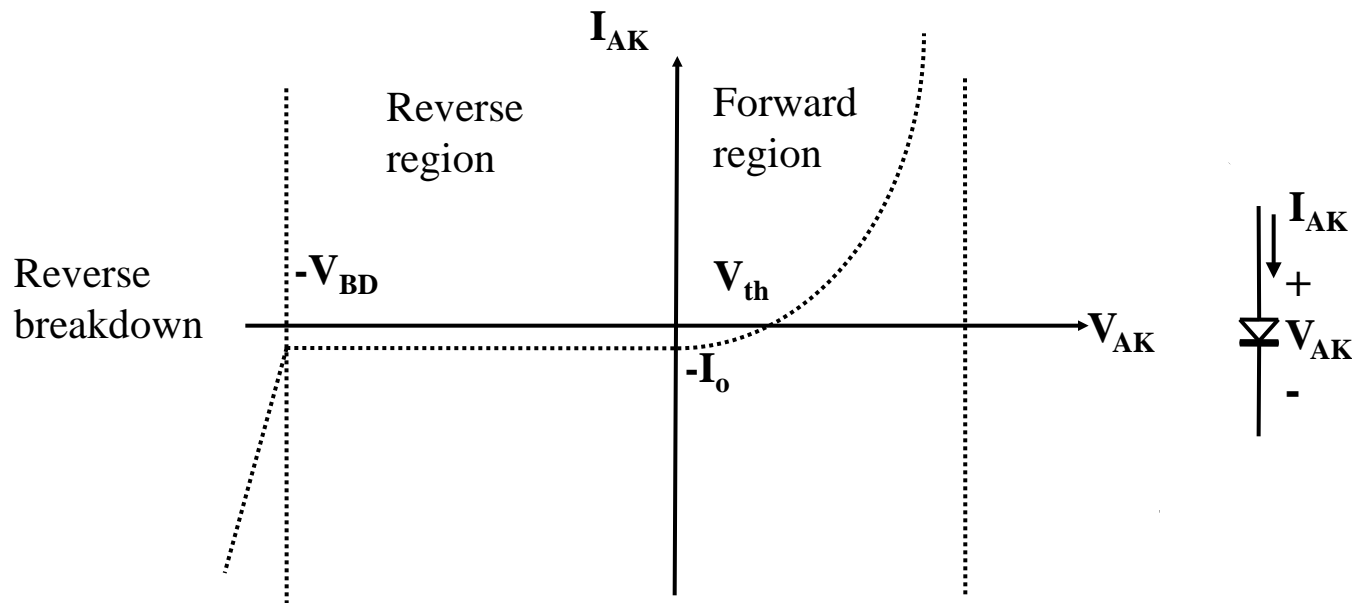
P-N Junction

- 在開路狀況下的P-N Junction：



Diode特性曲線

- The $i-v$ characteristic of a silicon junction diode



$-I_0 \equiv$ Reverse-saturation current

$V_{th} \equiv$ Threshold voltage(Cut-in voltage)

$-V_{BD} \equiv$ Reverse breakdown voltage

Applications of Diode

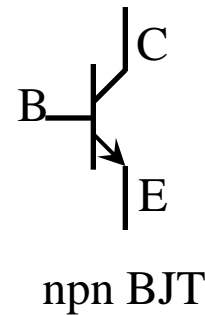
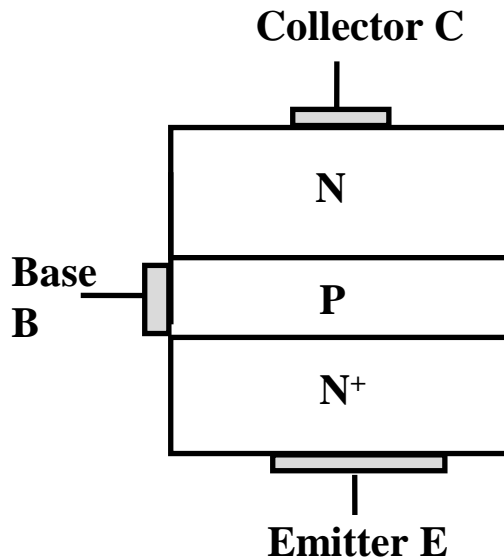
1. Rectifiers
2. Free-wheeling
3. Snubber circuit
4. Isolation(photo-diode)
5. Voltage regulator

BJT元件

- Bipolar Junction Transistors為雙載子接面電晶體，簡稱BJT。
- 電晶體的電流載子均有包含電子和電洞的流動，故稱雙載子或雙極性電晶體。
- BJT為電流控制元件。
- BJT可分為NPN型及PNP型兩類。

BJT分類及電路符號

- NPN型：多數載子為電子

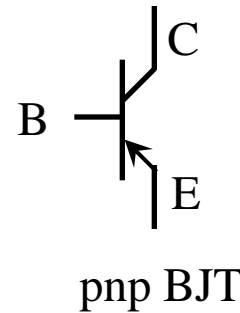
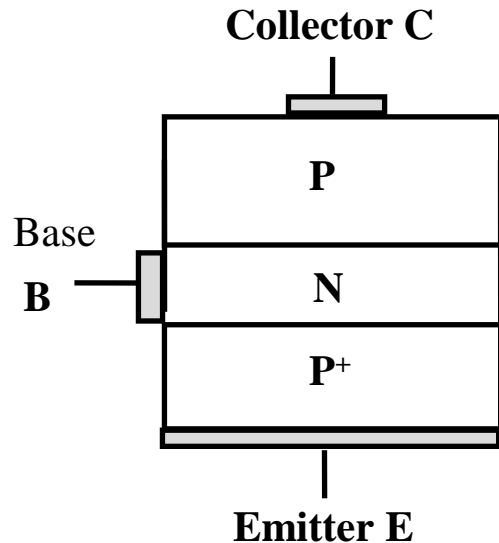


npn BJT
Circuit Symbols

三隻接腳分別為射極(emitter,E)，基極(base,B)和集極(collector,C)

BJT分類及電路符號

- PNP型：多數載子為電洞



pnp BJT

Circuit Symbols

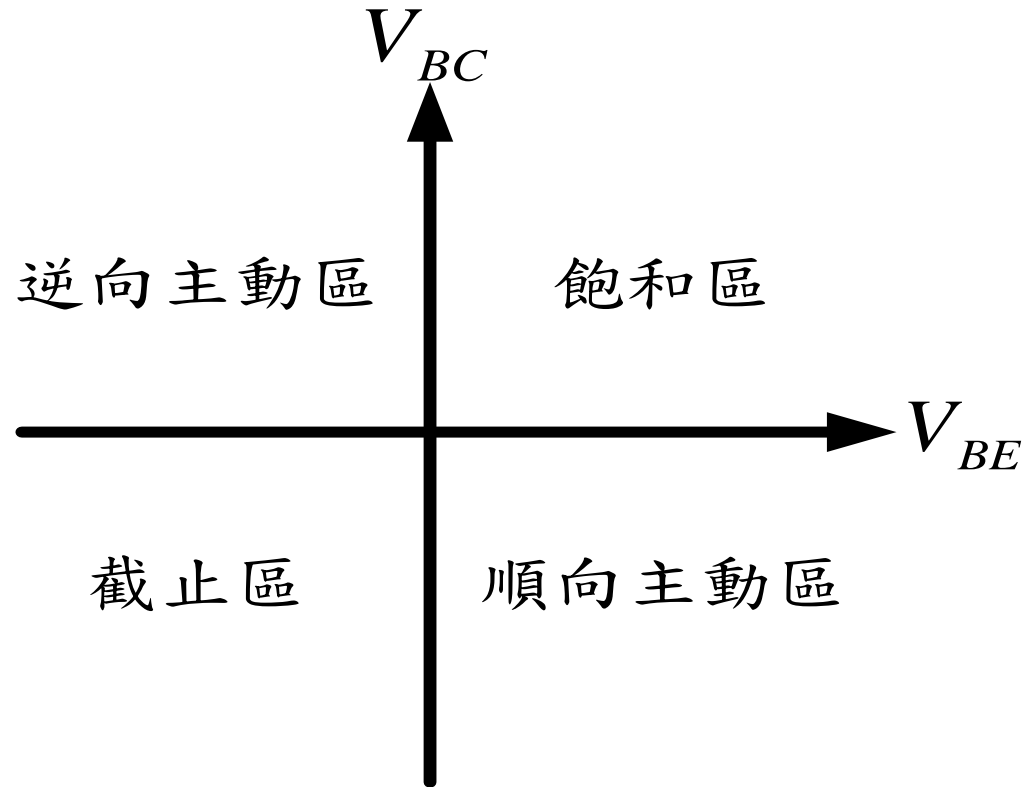
PNP電路符號的射極箭頭方向與NPN相反

BJT工作模式

- BJT的操作模式分別為主動區、反向區、飽和區、截止區。

集基極接面偏壓(J_{CB})	射基極接面偏壓(J_{EB})	BJT工作區域
順向偏壓	順向偏壓	飽和區
順向偏壓	逆向偏壓	反向區
逆向偏壓	順向偏壓	主動區
逆向偏壓	逆向偏壓	截止區

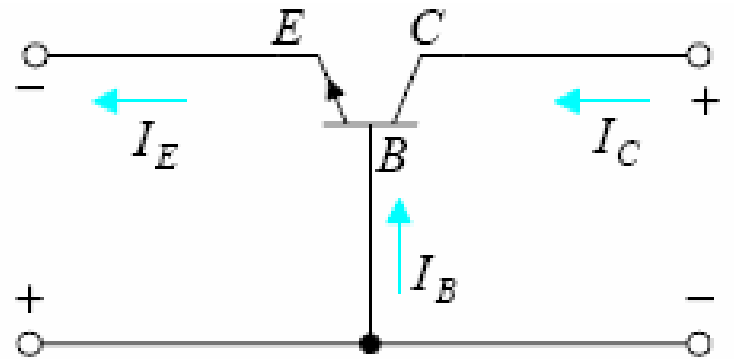
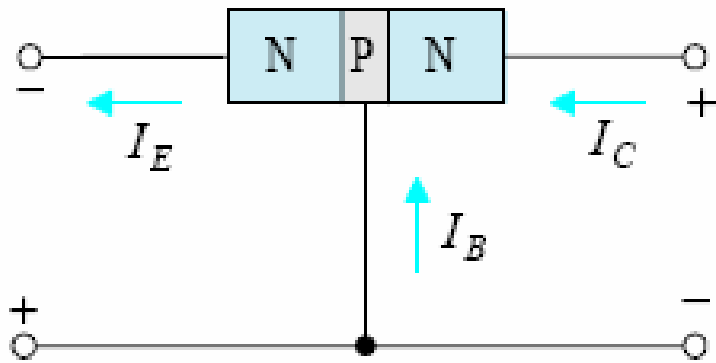
電晶體四種工作模式



四個工作區的偏壓狀態(NPN)

電晶體的電流

- BJT工作在主動區(I_C 與 I_B 成線性)

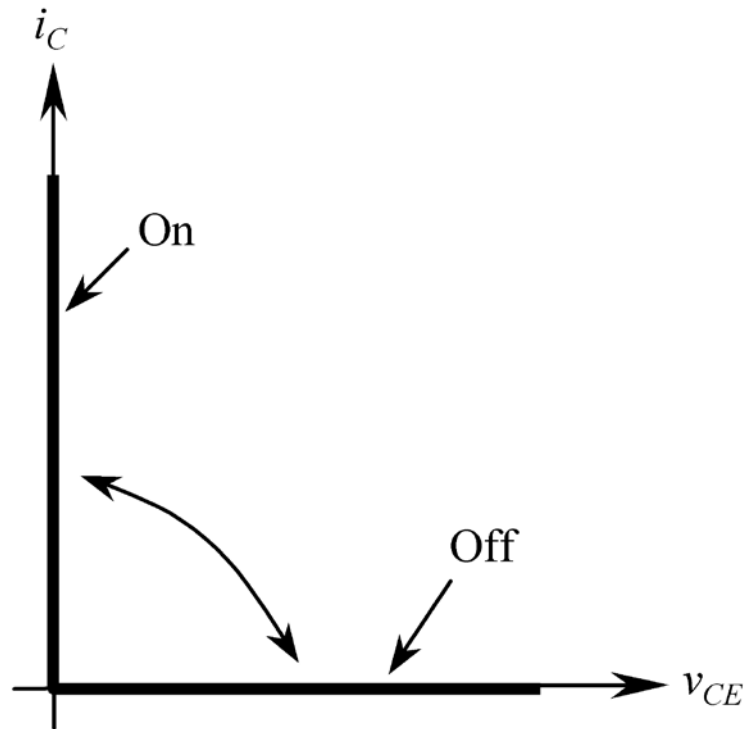


- $I_E = I_C + I_B$

- $\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad \alpha \lesssim 1, \quad \beta = \frac{I_C}{I_B} \quad \beta \gg 1, \quad \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$

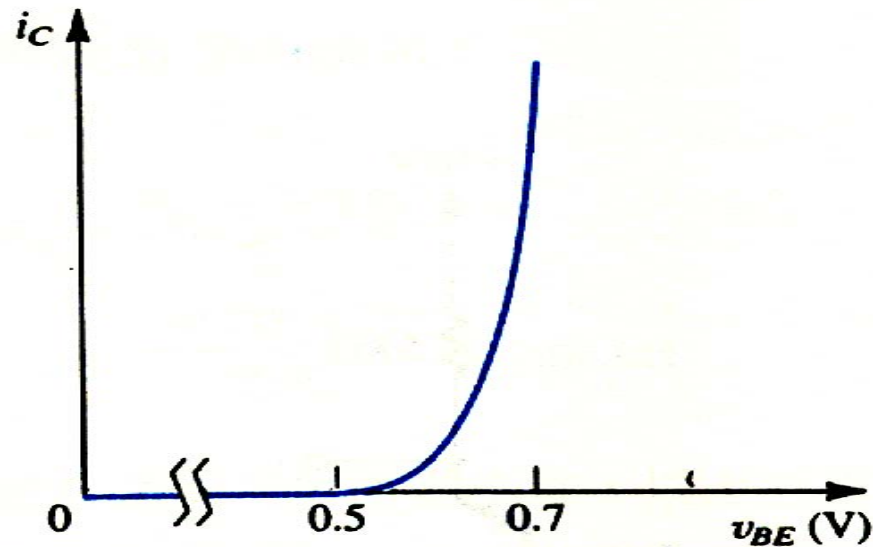
理想BJT特性

- The i_c - v_{CE} characteristic of a ideal BJT



BJT特性曲線

- NPN電晶體 i_c-v_{BE} 特性曲線

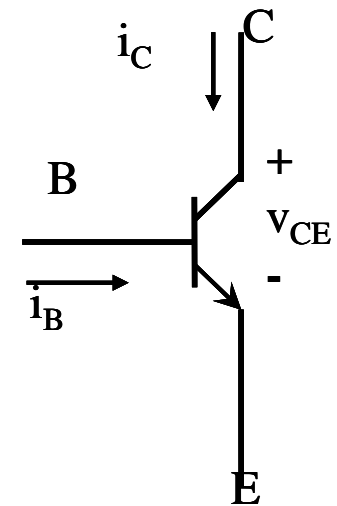
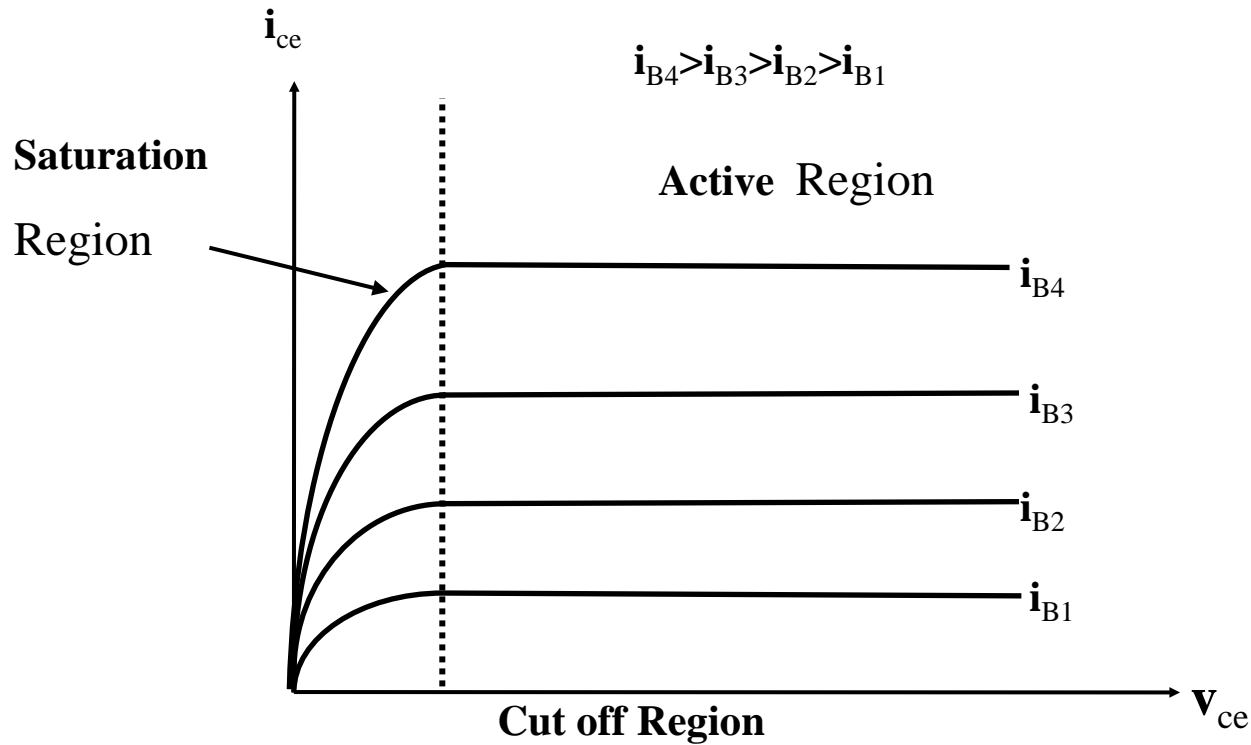


i_c 與 v_{BE} 關係式為

$$i_c = I_s e^{v_{BE} / V_T}$$

BJT特性曲線

- NPN電晶體 i_c-v_{ce} 特性曲線

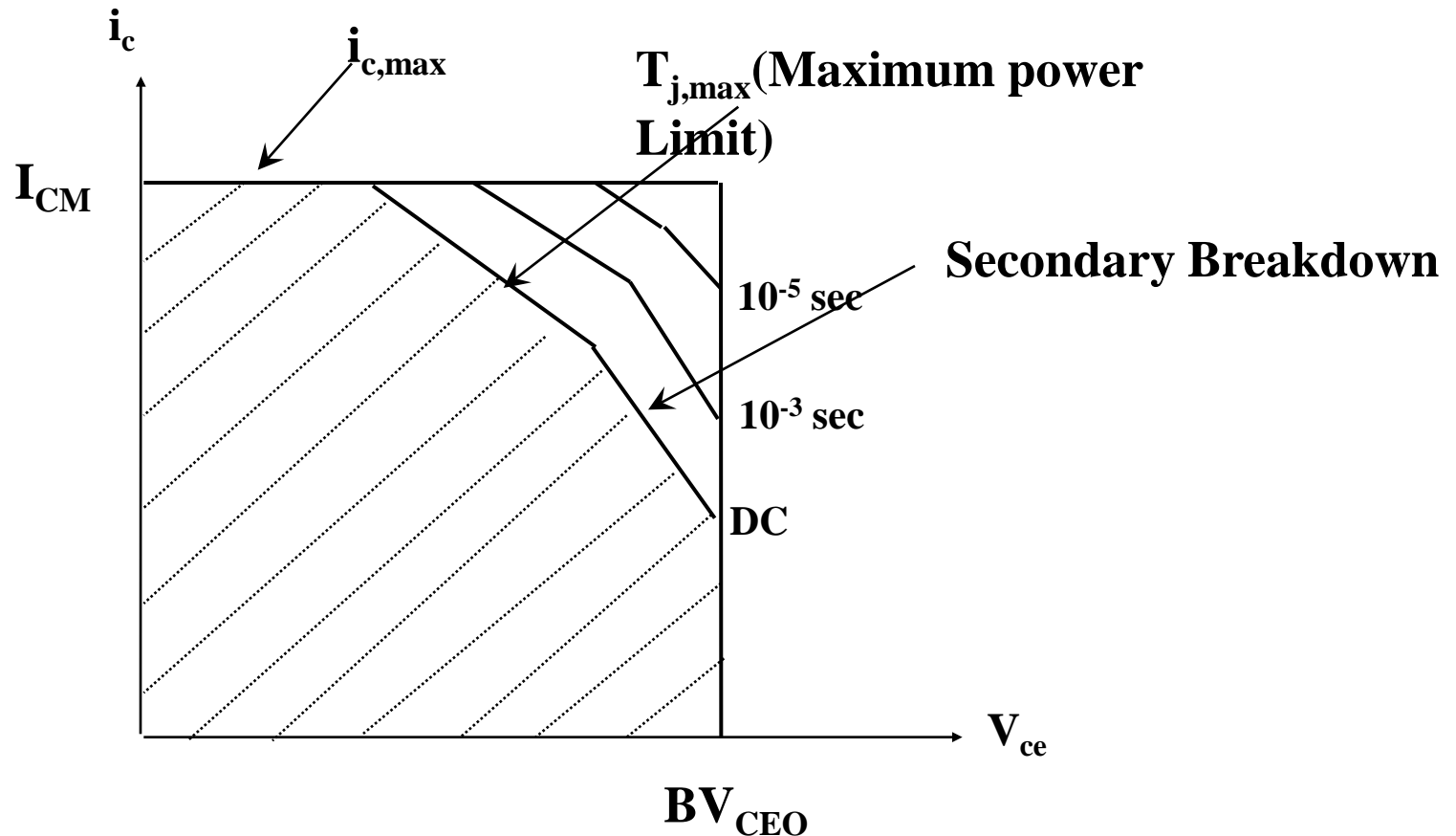


BJT的主要功用

- 若將BJT做為放大器使用，可以操作在主動區，將輸入訊號放大。
- 若將BJT做為開關使用，可以操作於飽和區(ON)及截止區(OFF)。

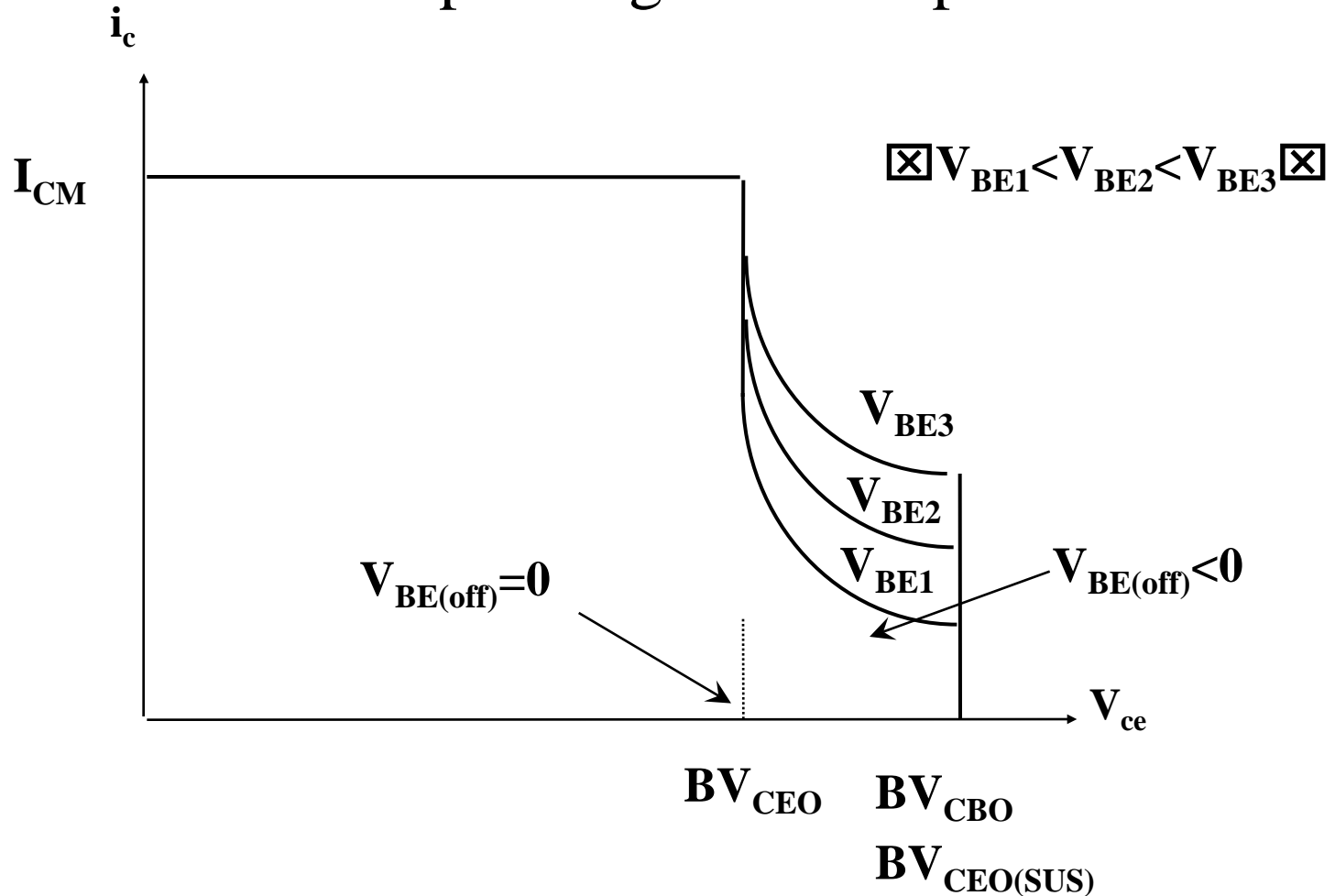
SOA of Power BJT

- Forward bias safe operating area of a power BJT



SOA of Power BJT

- Reverse bias safe operating area of a power BJT



Summary of Power BJTs

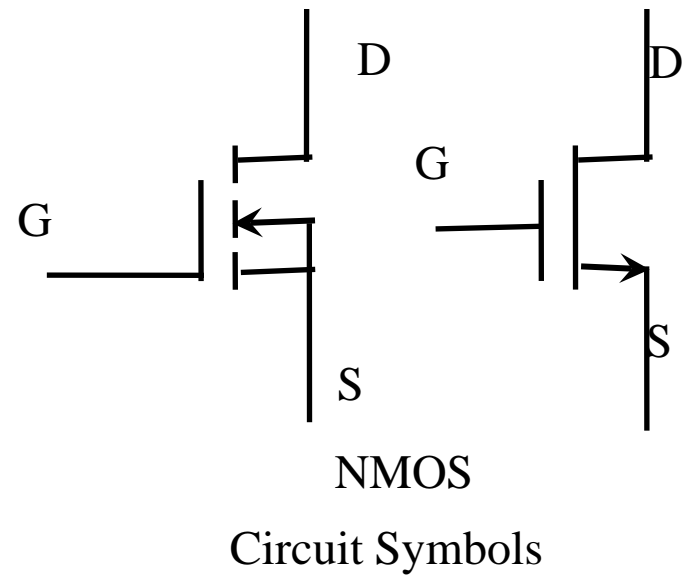
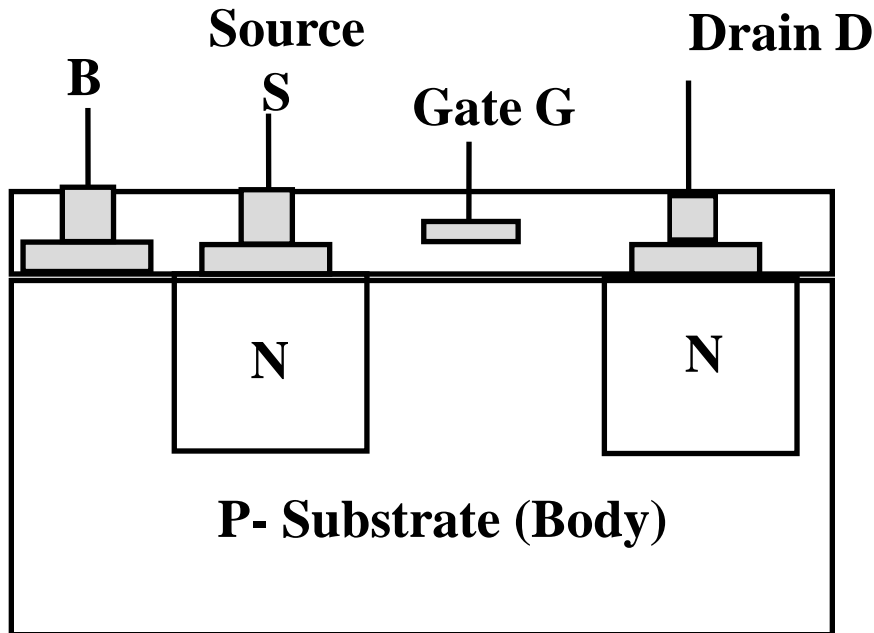
- 1. Minority carrier devices.**
- 2. Current-controlled devices. (Current drive devices)**
- 3. High current density.**
- 4. Low conduction loss (low on-state voltage drop).**
- 5. Low switching speed (20 kHz-100 kHz).**
(Long switching off time)
- 6. High voltage blocking capability. (1200 V , 200A)**
- 7. Complex gate drive circuit design. (Low current gain).**
 - Large base current is required to cause the BJTs operated at saturation region.**

MOSFET 元件

- Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor 為金氧半場效電晶體，簡稱MOSFET。
- MOSFET 為電壓控制元件。
- MOSFET 可分為NMOS型及PMOS型兩類。

MOSFET分類及電路符號

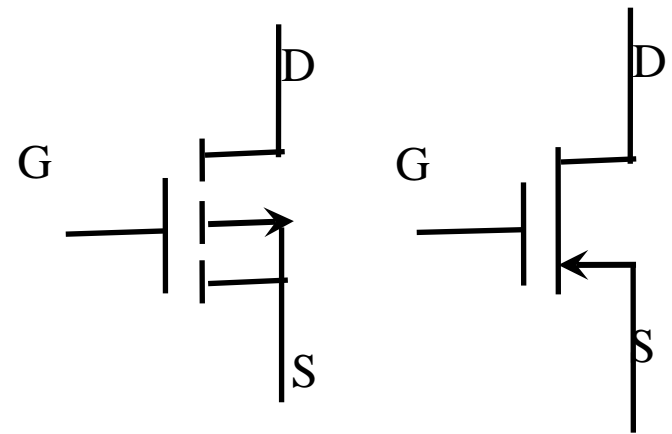
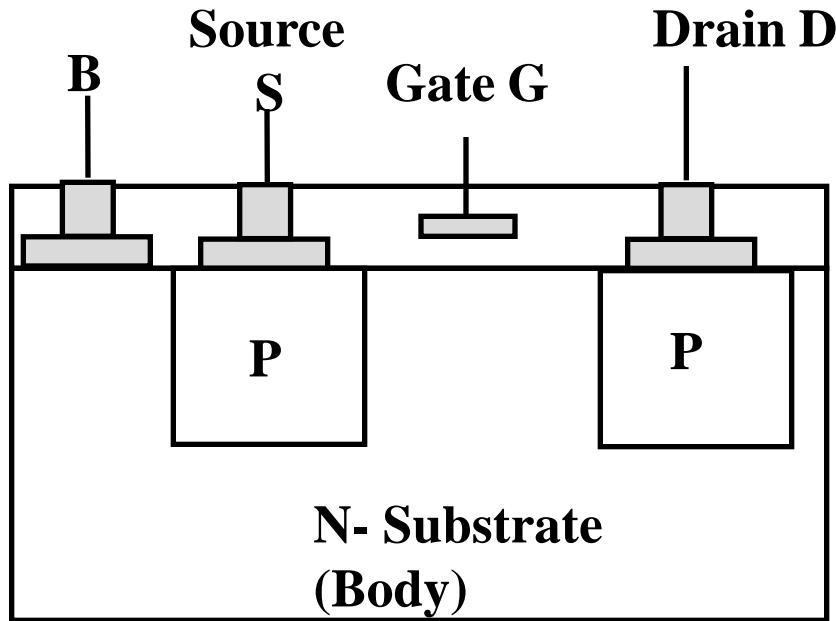
- N-Channel型：



四隻接腳分別為源極(Source,E)、汲極(Drain,D)、閘極(Gate,G)與本體(Body)

MOSFET分類及電路符號

- P-Channel型：

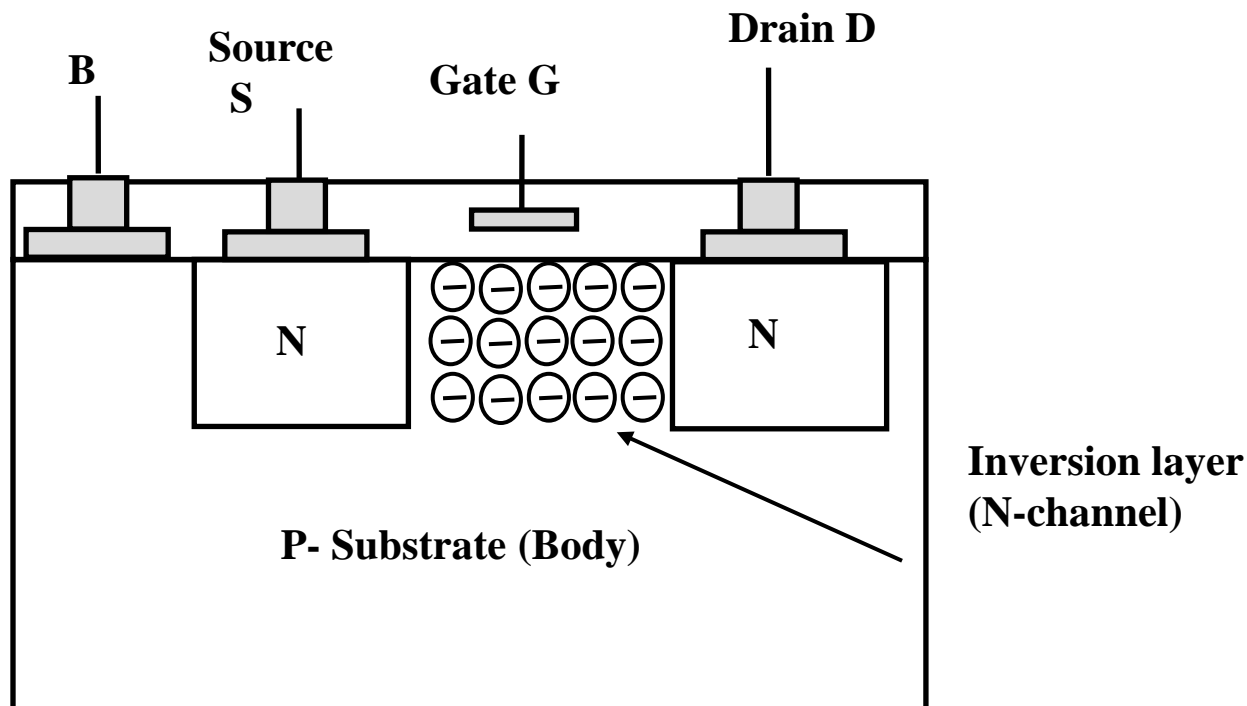


PMOS
Circuit Symbols

PMOS電路符號的箭頭方向與NMOS相反

MOS in Linear region

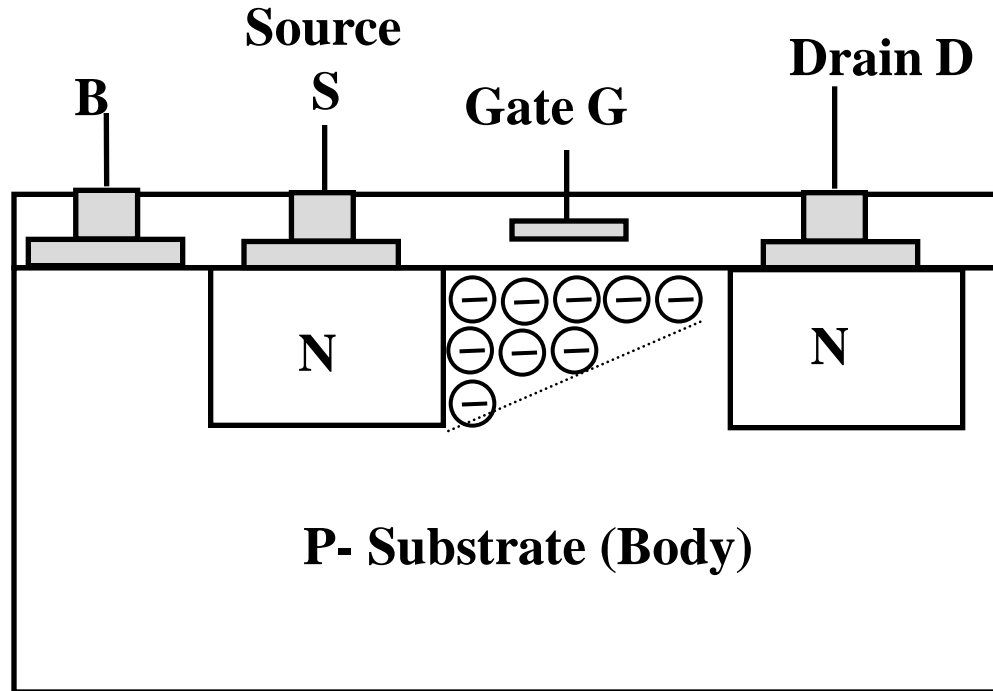
- When $V_{DS} > 0$ and $V_{GS} > V_{th}$



- When $v_{DS} > v_{GS} - V_{th}$, MOS operates in the saturation region.

MOS in saturation region

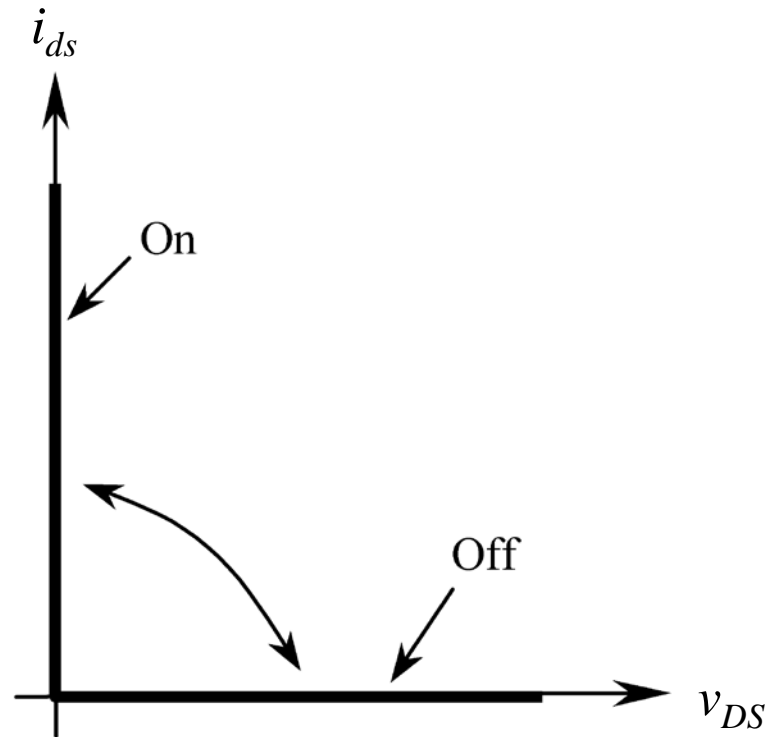
- When $V_{DS} > 0$ and $V_{GS} > V_{th}$



- When $v_{DS} > v_{GS} - V_{th}$, MOS is operated in the saturation region.

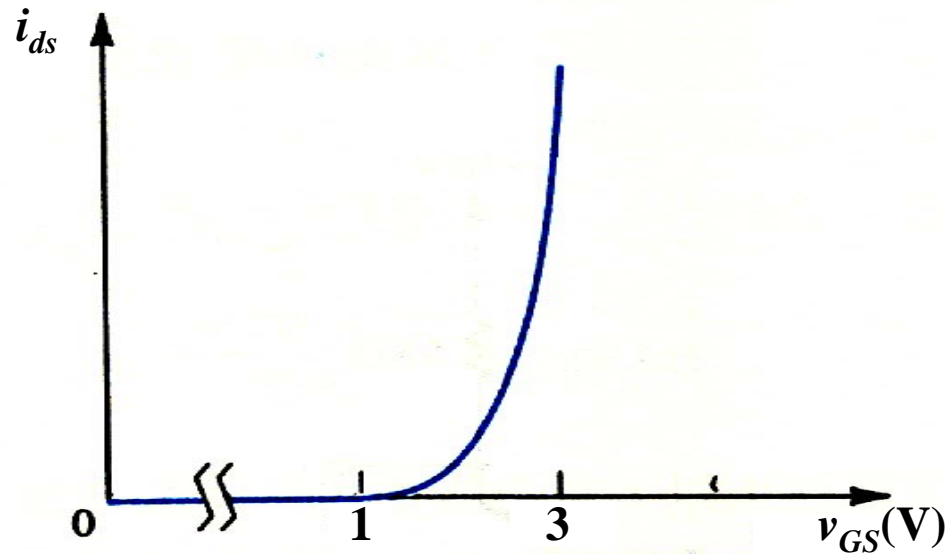
理想MOSFET特性

- The i_d - v_{DS} characteristic of a ideal MOSFET



MOS特性曲線

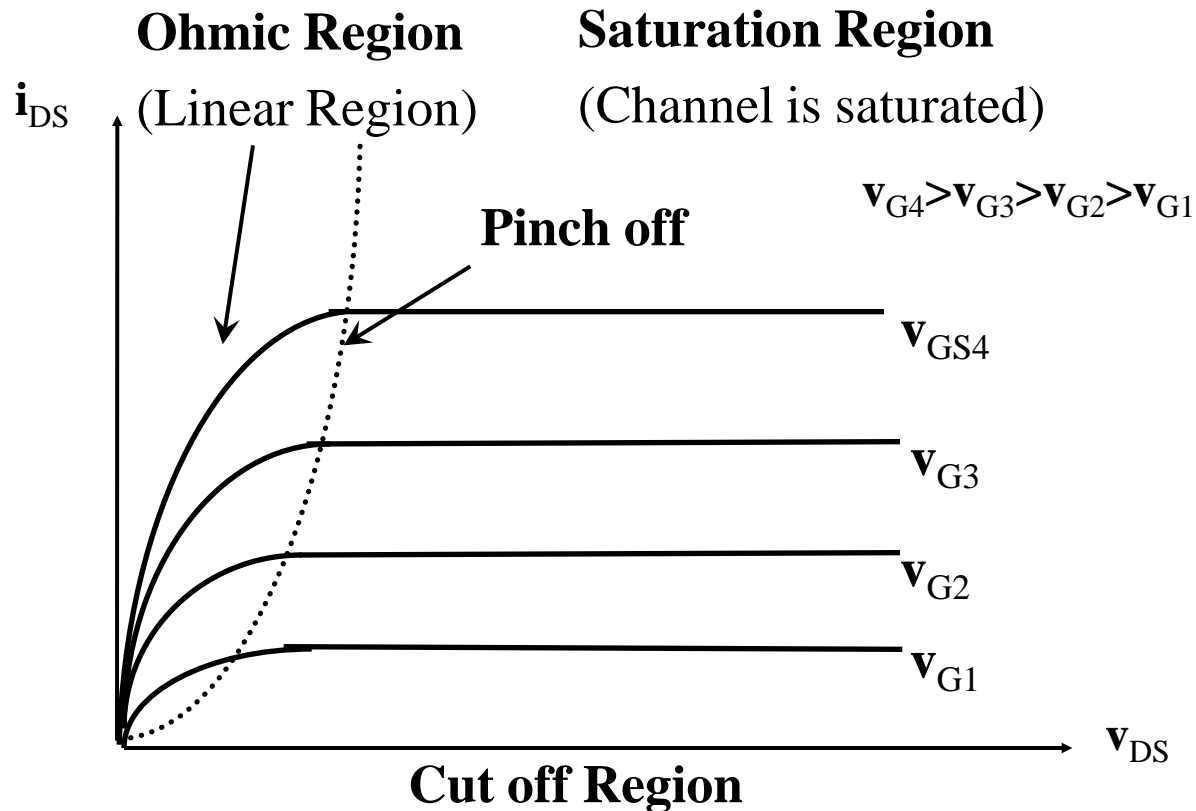
- NMOS電晶體 i_D-v_{GS} 特性曲線



When $V_{GS} > V_{th}$, MOS導通，則 $i_{ds} > 0$ 。

MOSFET特性曲線

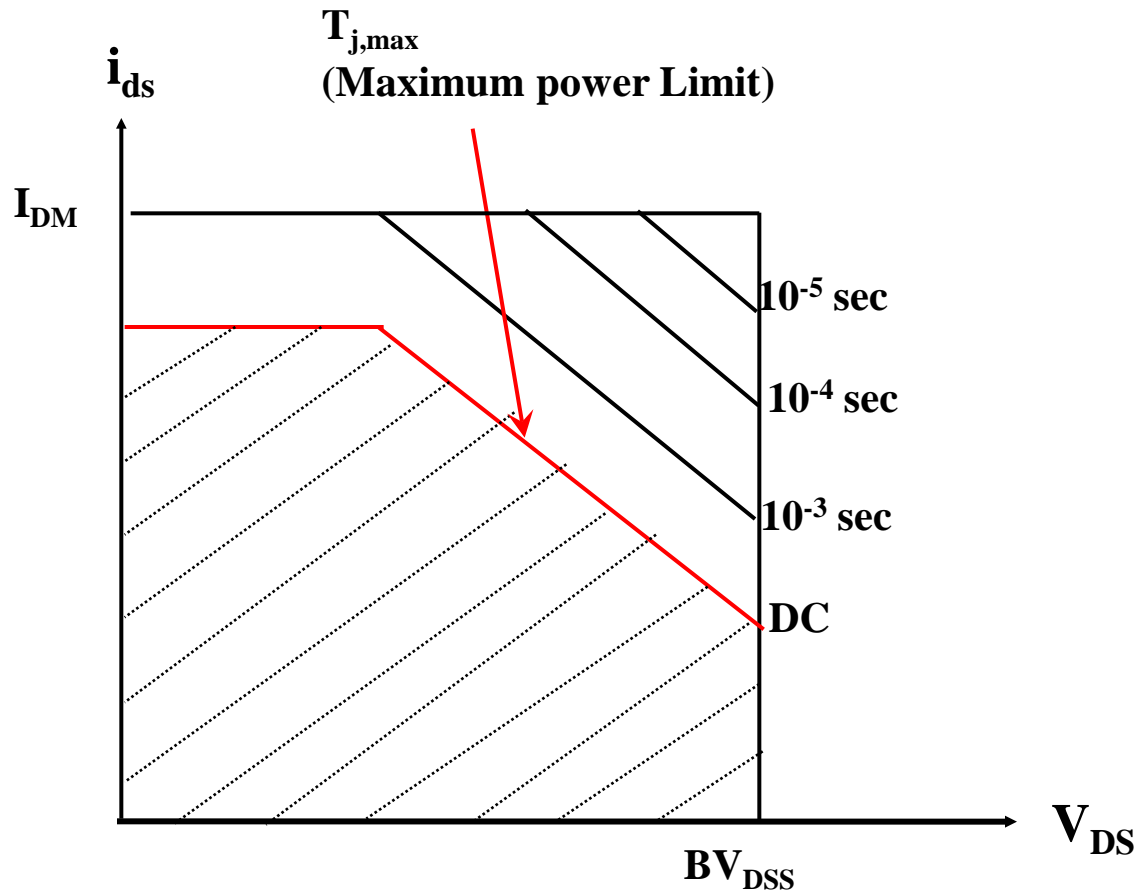
- I-V Characteristics of MOSFETs



MOSFET特性方程式

$$I_{ds} = \begin{cases} 0 & V_{GS} < V_t & \text{Cutoff} \\ u_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th} - \frac{1}{2} V_{ds}) V_{ds} & V_{GS} > V_t \text{ and } V_{ds} < V_{dsat} & \text{Linear} \\ \frac{u_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 & V_{GS} > V_t \text{ and } V_{ds} > V_{dsat} & \text{Saturation} \end{cases}$$

SOA of MOSFET



Summary of Power MOSFETs

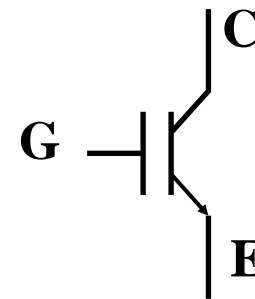
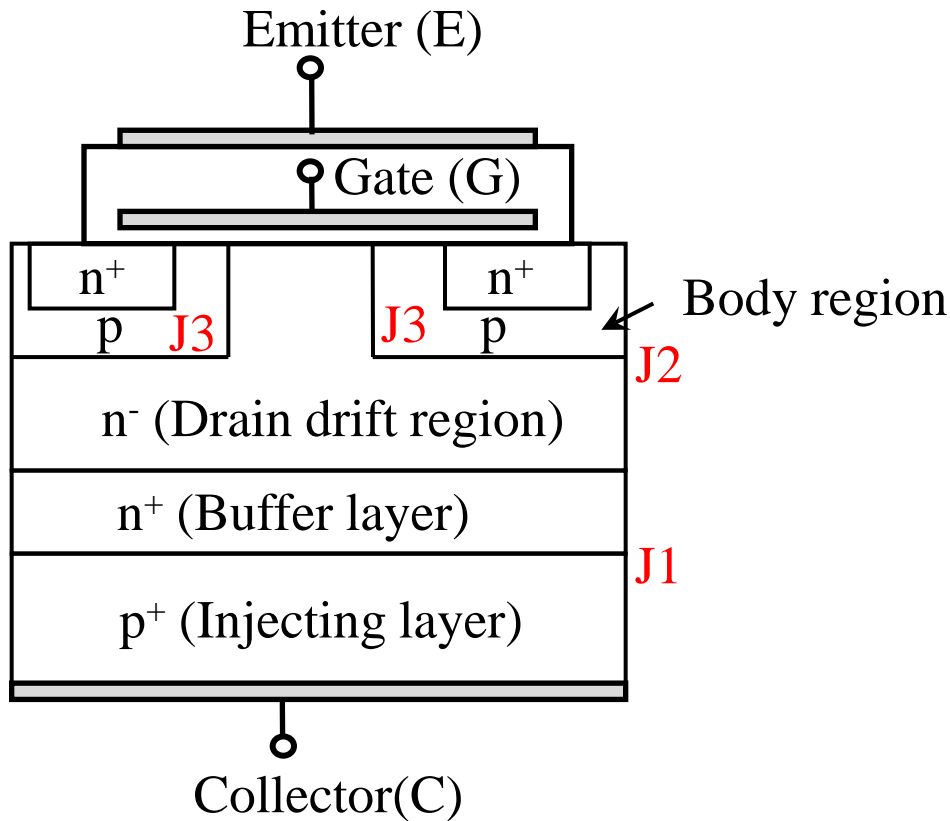
- 1. Majority carrier devices.**
- 2. Voltage-controlled devices (Voltage drive devices).**
- 3. Low high current density.**
- 4. High conduction loss (High on-state voltage drop).**
- 5. High switching speed (100 kHz- MHz).**
- 6. Low voltage blocking capability (600 V , 20A).**
- 7. Easy gate drive circuit design.**
- 8. Good performance for parallel-connected applications.**
[Positive temperature coefficient $R_{ds(on)}$]

IGBT元件

- Insulated Gate Bipolar Transistor 為閘極絕緣雙極性電晶體，簡稱 IGBT。
- IGBT為電壓控制元件。
- BJT + MOSFET

IGBT分類及電路符號

- N-channel型：

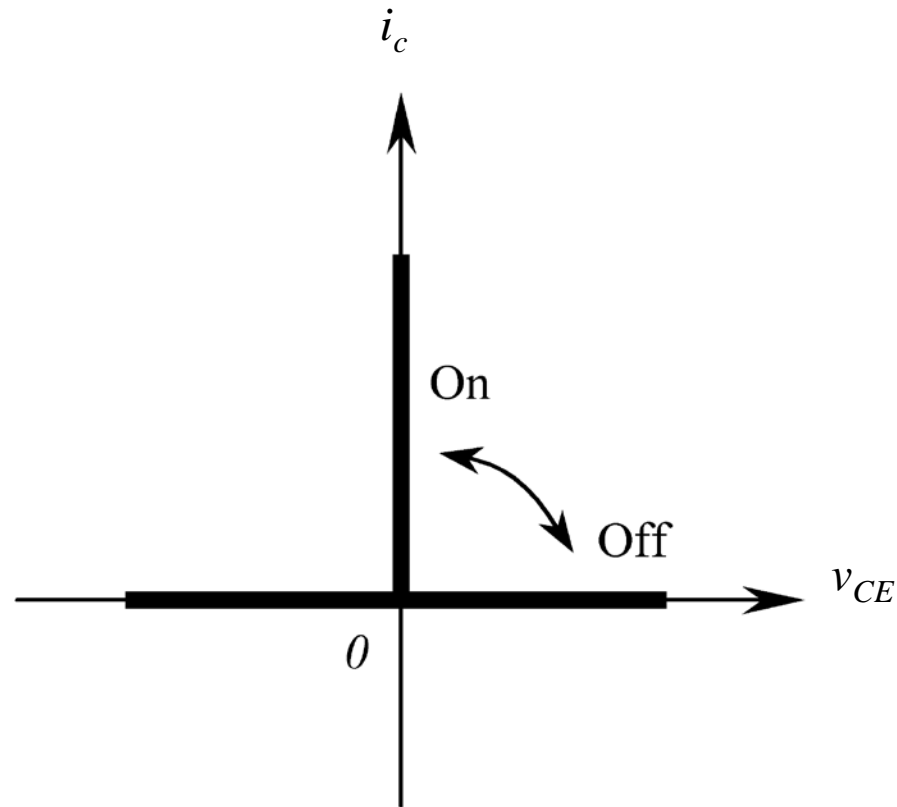


N-channel IGBT

**Circuit
Symbols**

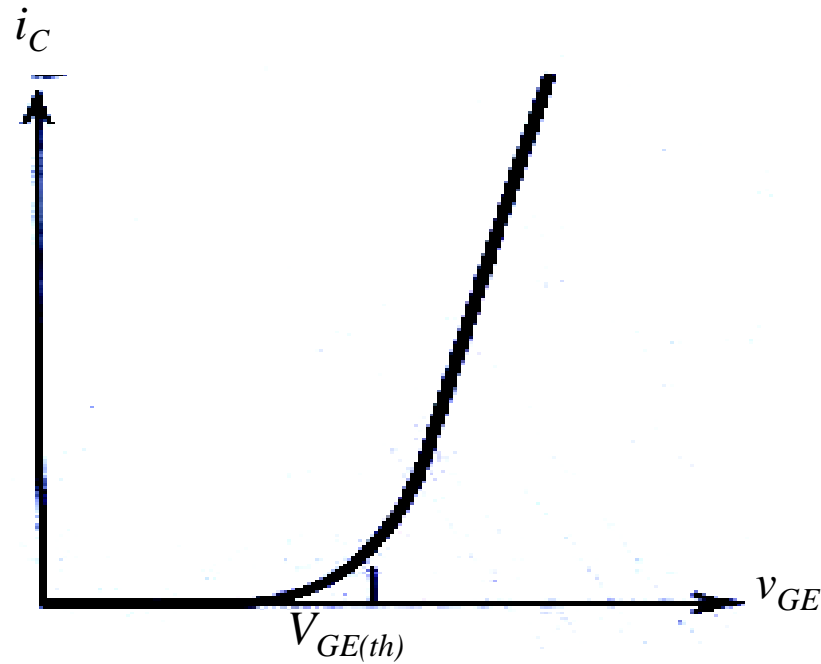
理想IGBT特性

The i_c - v_{CE} characteristic of a ideal MOSFET



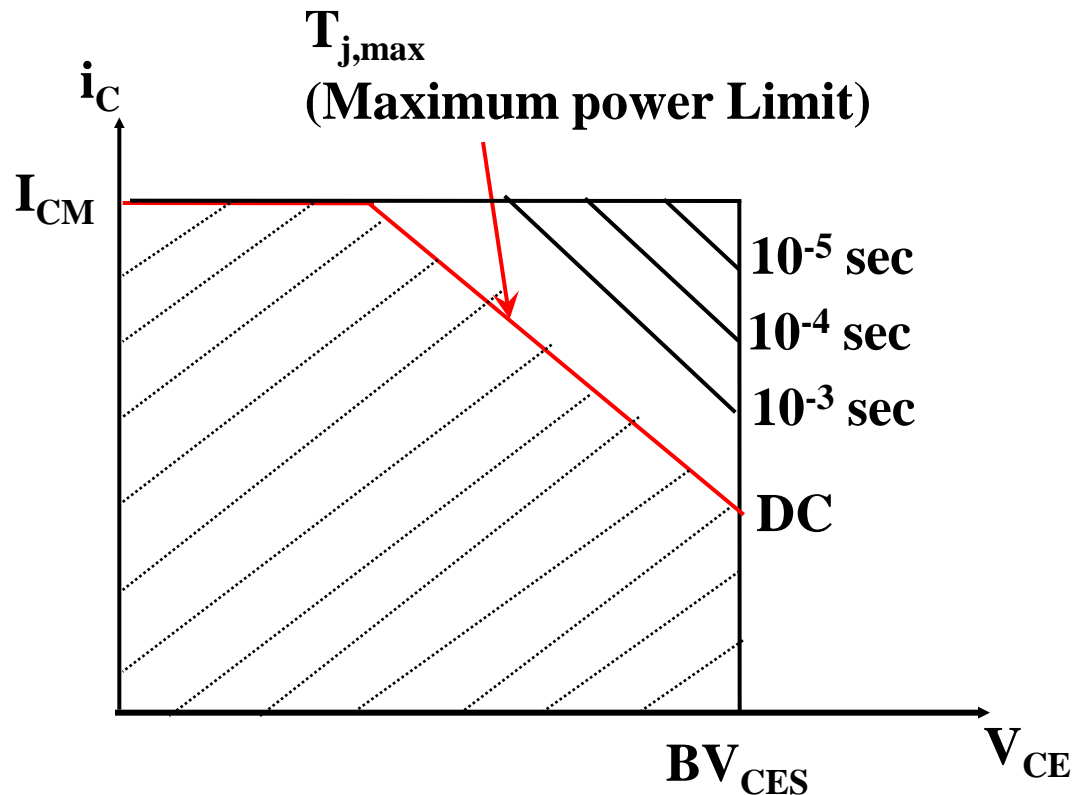
IGBT特性曲線

- The i_C - v_{GE} characteristic of a IGBT



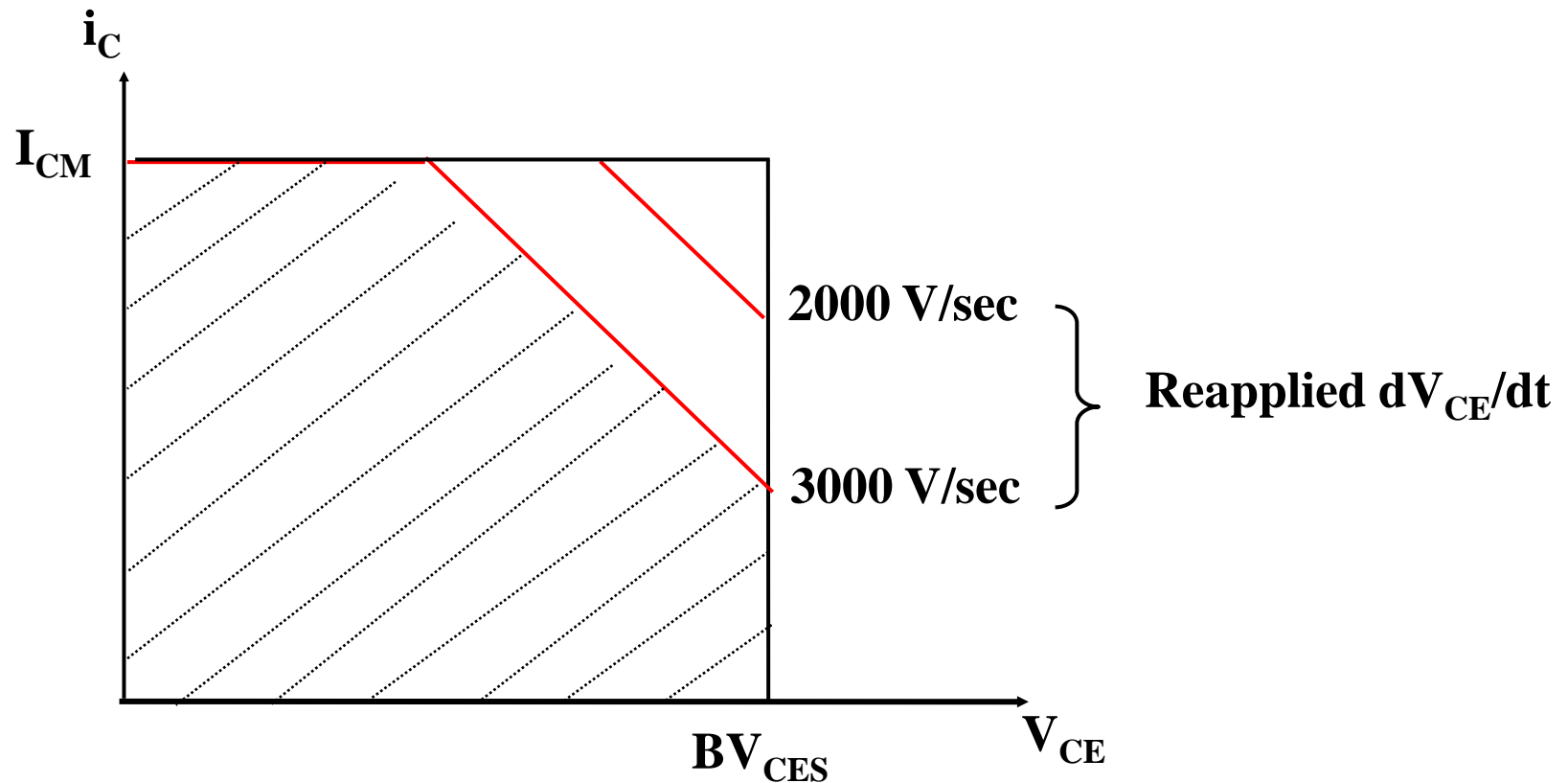
SOA of n-channel IGBTs

- Forward bias safe operating area of n-channel IGBTs



SOA of n-channel IGBTs

- Reverse bias safe operating area of n-channel IGBTs



Summary of Power IGBTs

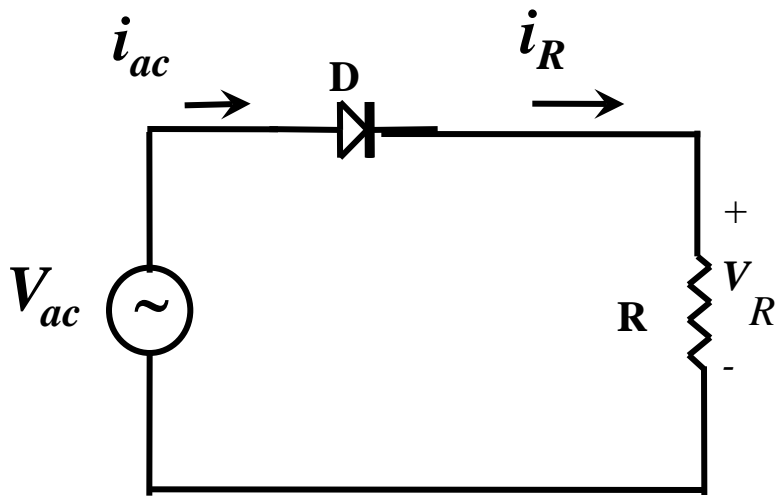
- 1. Minority carrier devices.**
- 2. Voltage-controlled devices (Voltage drive devices).**
- 3. Very high current density.**
- 4. Medium conduction loss (High on-state voltage drop).**
- 5. Medium switching speed (20khz- 50khz).**
- 6. High voltage blocking capability (1200 V , 600A).**
- 7. Easy gate drive circuit design.**

AC to DC Converter

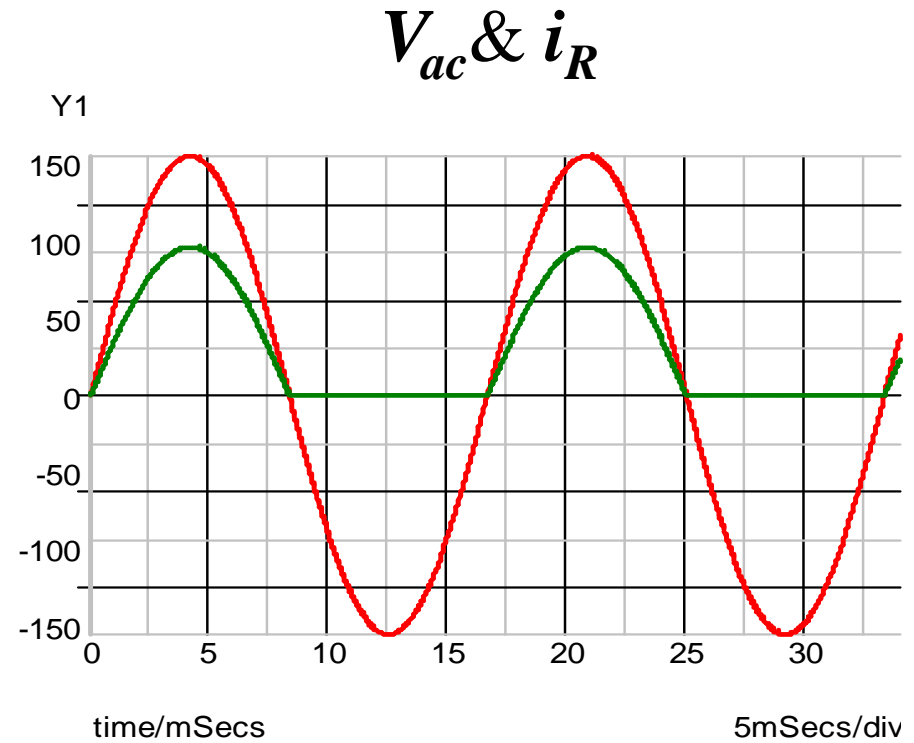
- AC to DC converters
 - Diode Rectifiers
- Circuit Topologies of Diode Rectifiers
 - Half-wave rectifier
 - Full-wave rectifier

Half-wave Diode Rectifiers

- Diode circuit with R load

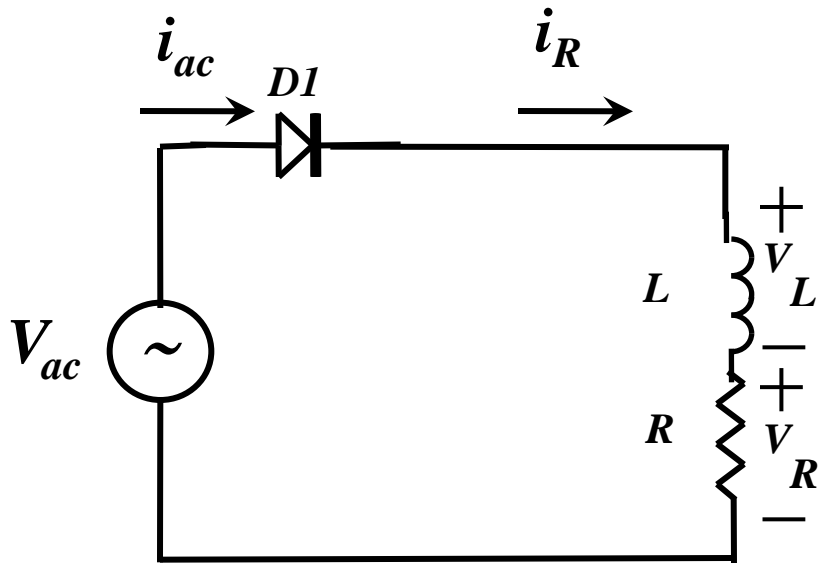


$$V_{ac} = V_m \sin \omega t$$

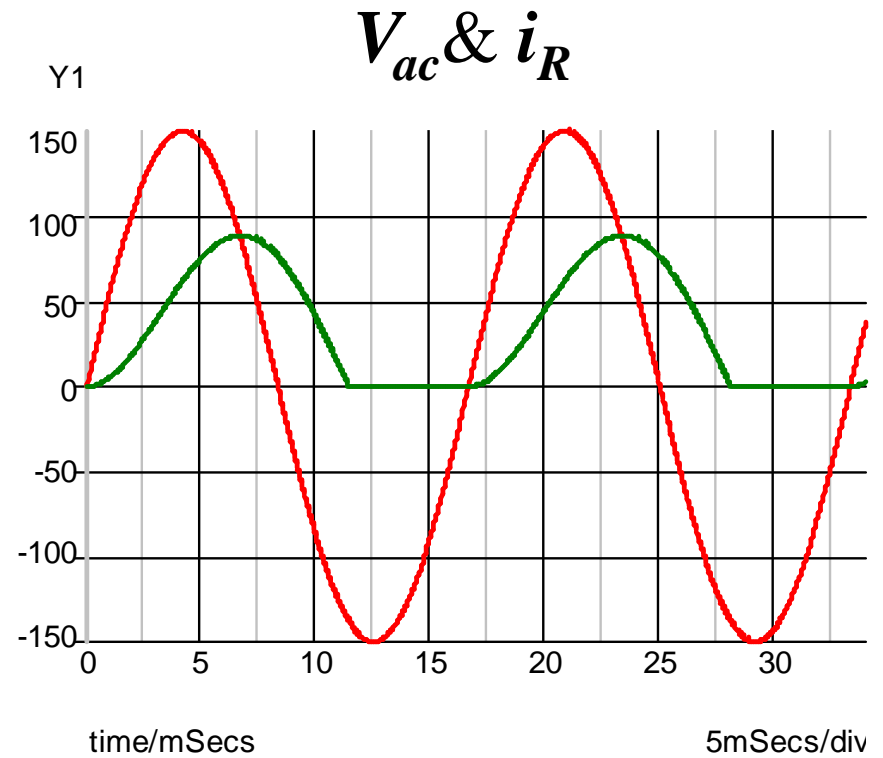


Half-wave Diode Rectifiers

- Diode circuit with R-L load

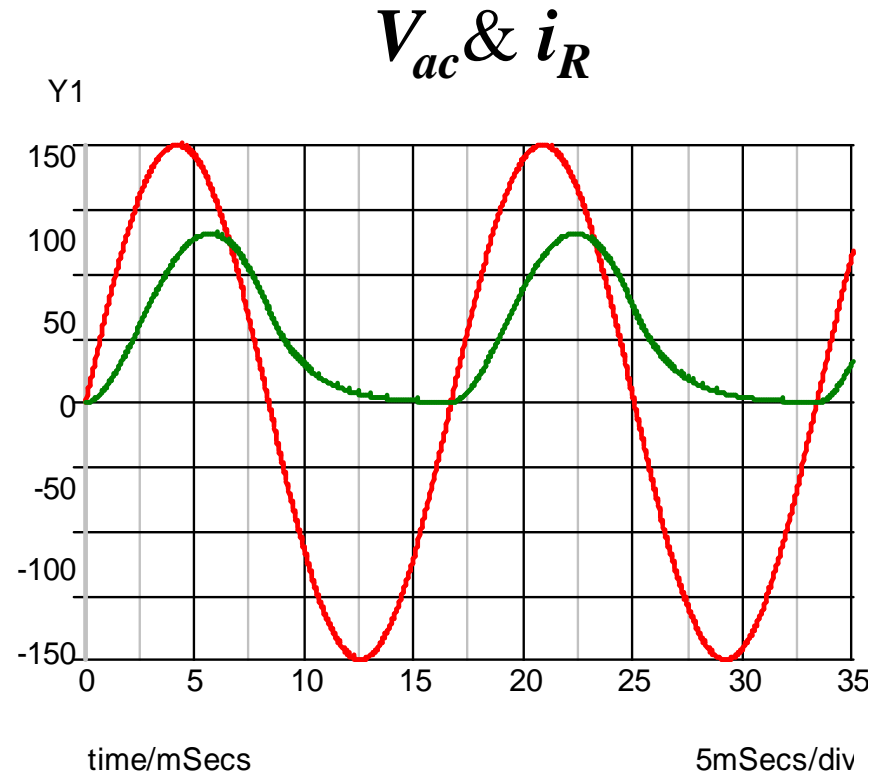
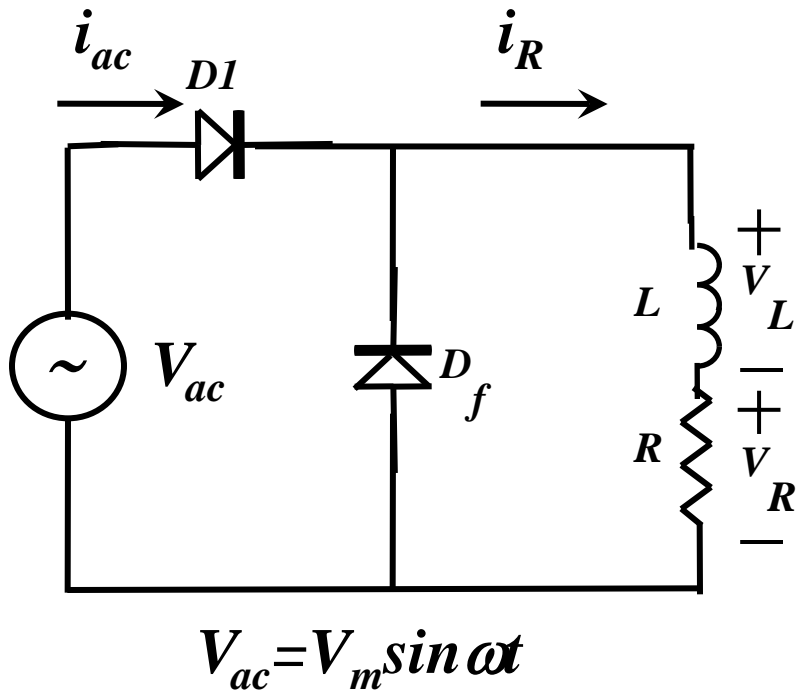


$$V_{ac} = V_m \sin \omega t$$



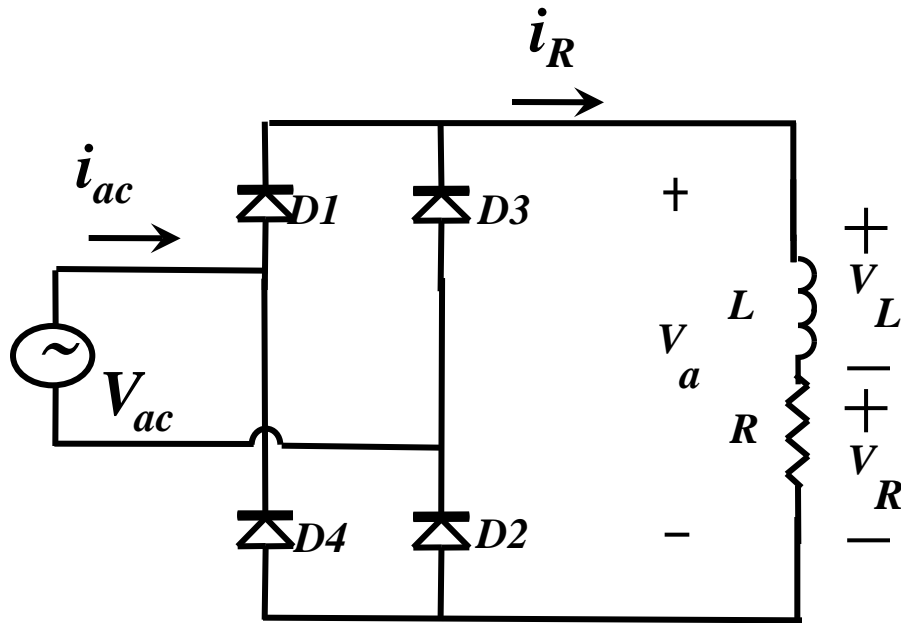
Half-wave Diode Rectifiers

- Diode circuit with R-L load adding a flywheeling diode D_f

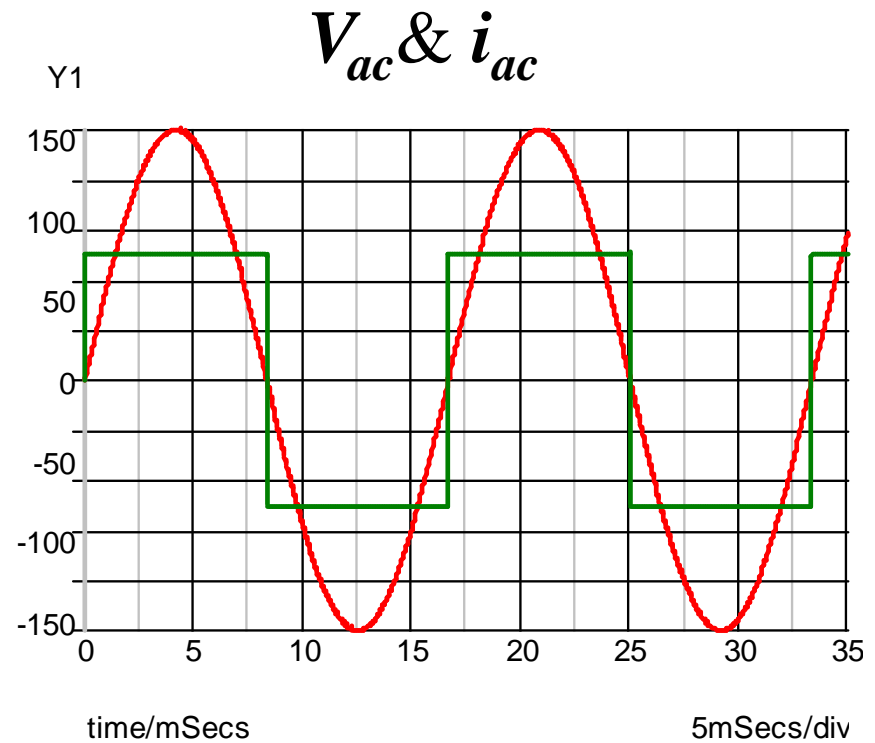


Full-wave Diode Rectifier

- Full-Bridge Rectifier with High-Inductive Load

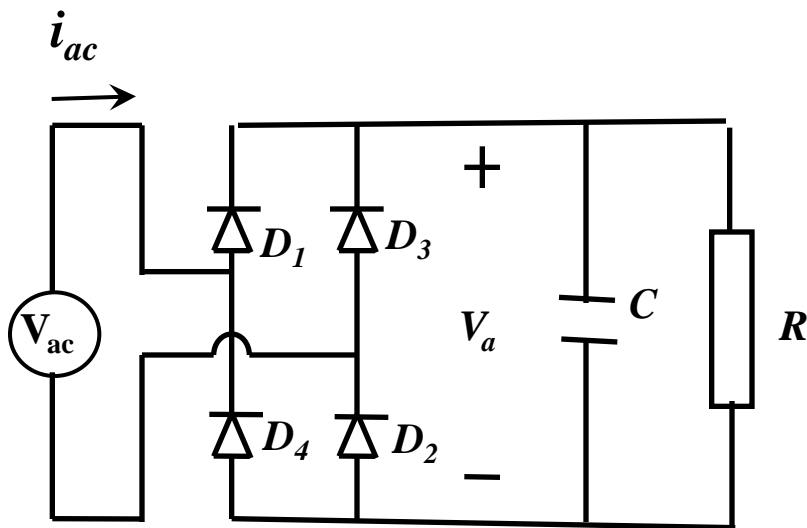


$$V_{ac} = V_m \sin \omega t$$

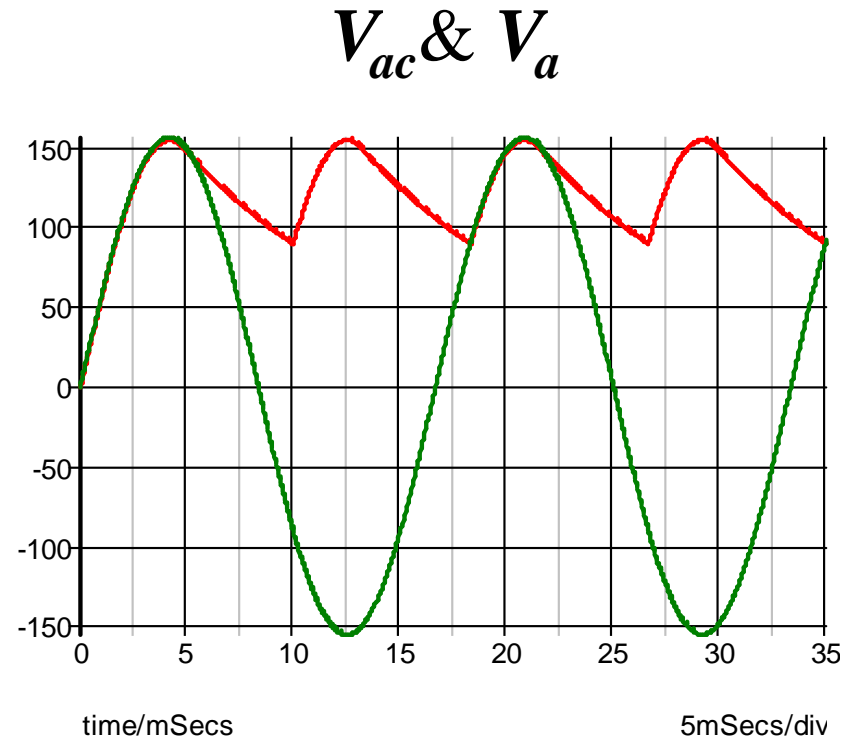


Full-wave Diode Rectifier

- Full-Bridge Rectifier with C-R Load



$$V_{ac} = V_m \sin \omega t$$



Chopper

- 非隔離型

降壓式轉換器(step-down, buck converter)

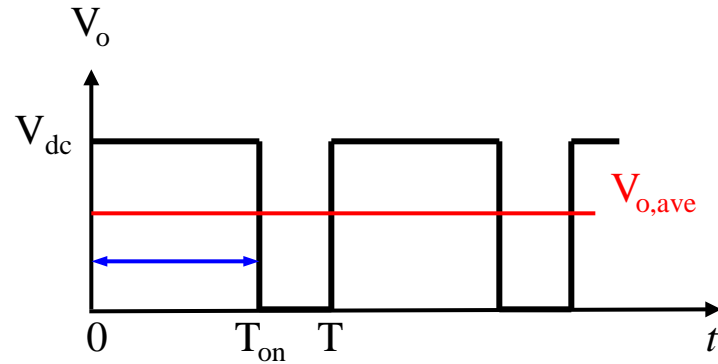
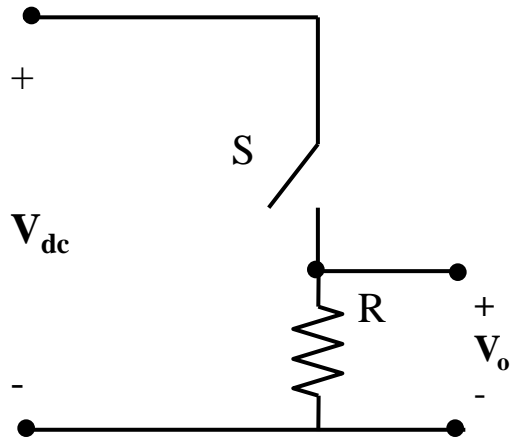
升壓式轉換器(step-up, boost converter)

降升壓式轉換器(step-down/up, buck-boost converter)

邱克式轉換器(c'uk converter)

全橋式轉換器(full-bridge converter)

轉換器之原理

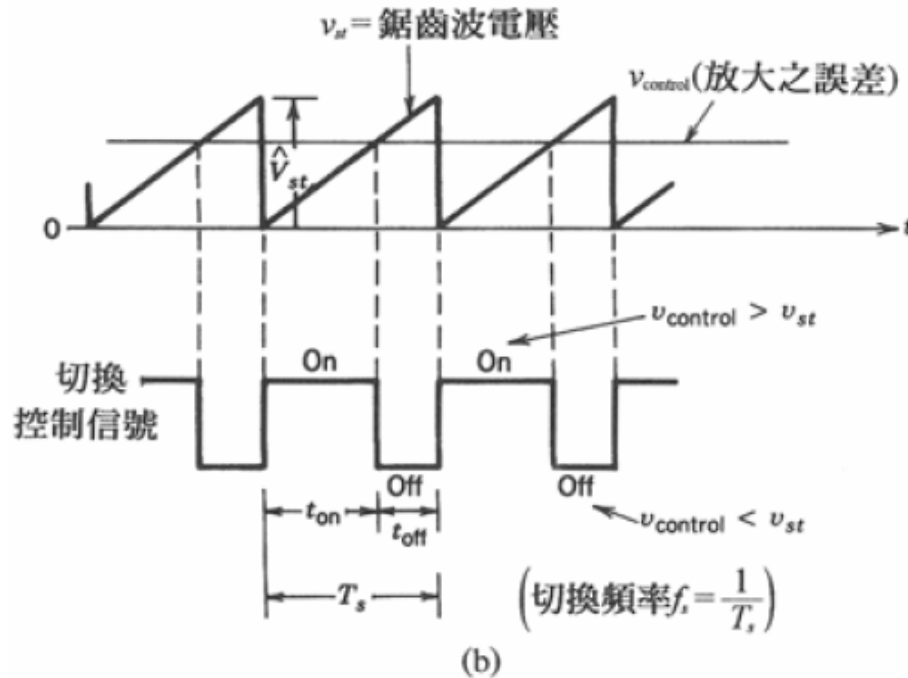
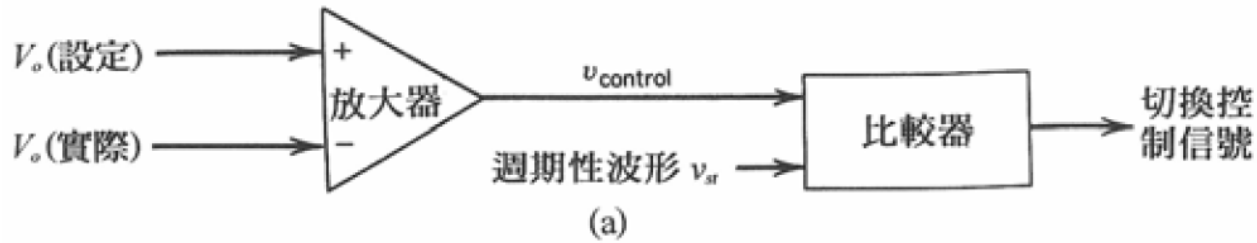


$$\begin{aligned} V_{o, \text{ave}} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{\text{on}}} V_{\text{dc}} dt + \int_{T_{\text{on}}}^T 0 dt \right] \\ &= \frac{T_{\text{on}}}{T} V_{\text{dc}} \equiv D V_{\text{dc}} \end{aligned}$$

Where $D \equiv \frac{T_{\text{on}}}{T} \equiv \text{Duty ratio}$ $f = \frac{1}{T} \equiv \text{Operating frequency}$

脈波寬度調變

- 脈衝寬度調變(PWM, Pulse-Width-Modulation)



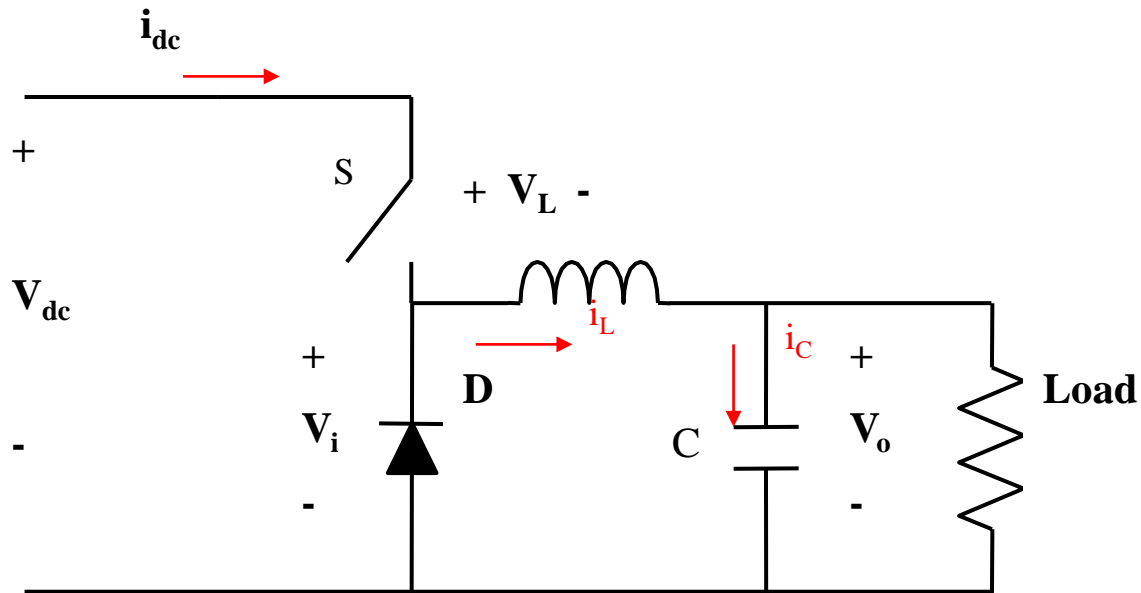
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{st}}$$

D : Duty ratio

\hat{V}_{st} : 鋸齒波振幅

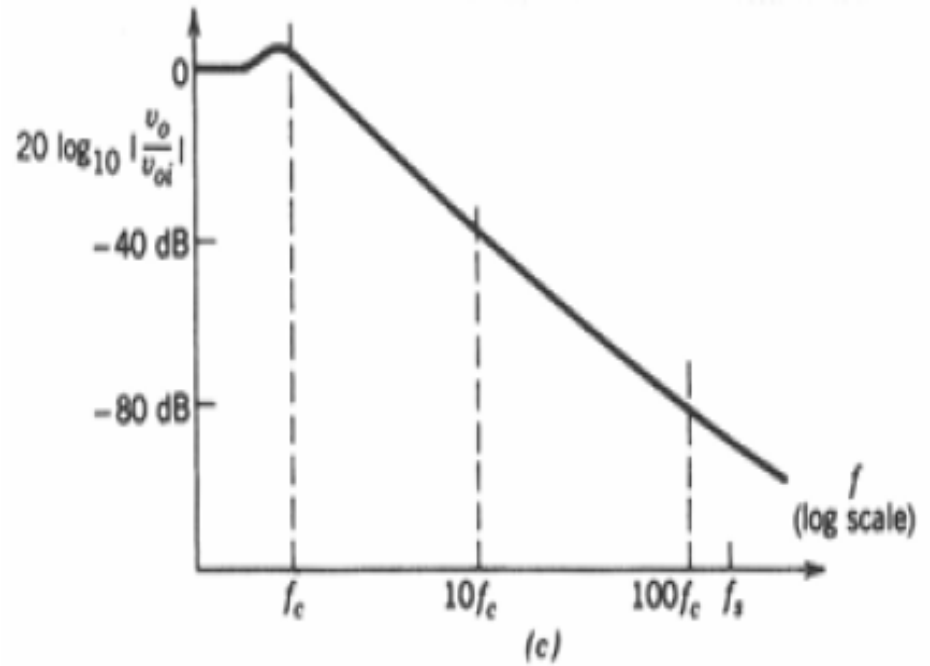
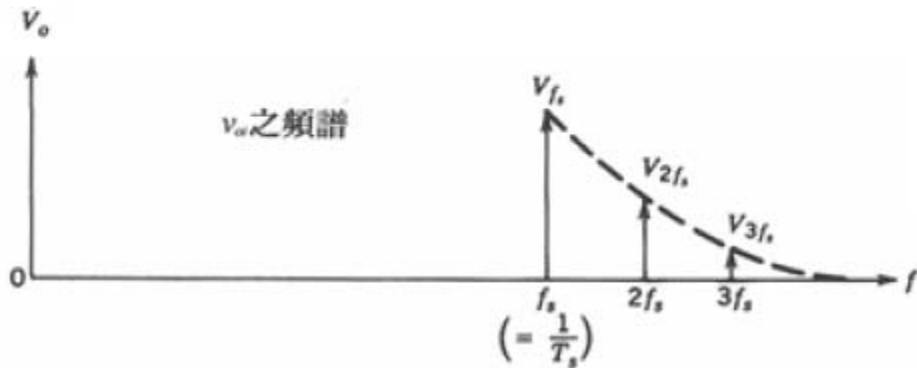
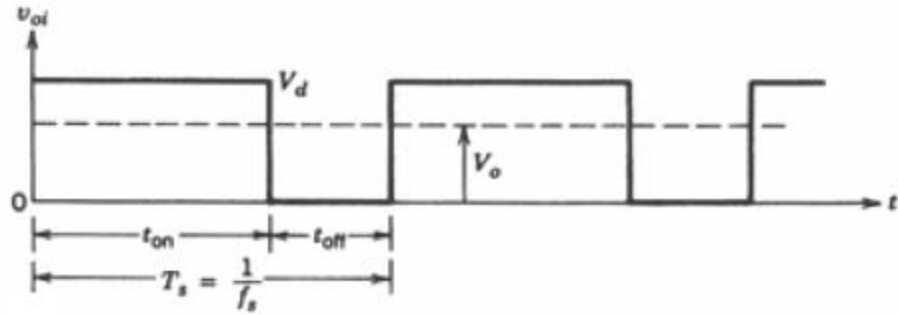
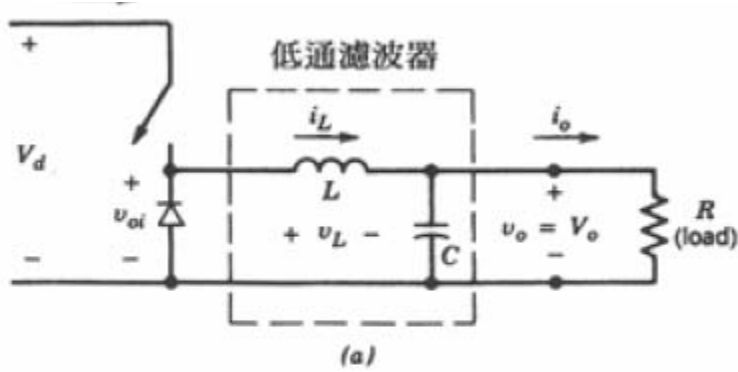
Buck DC-DC轉換器

1. Buck (step down)



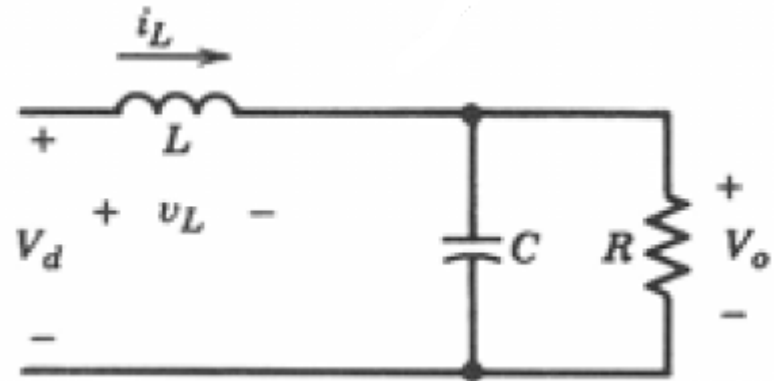
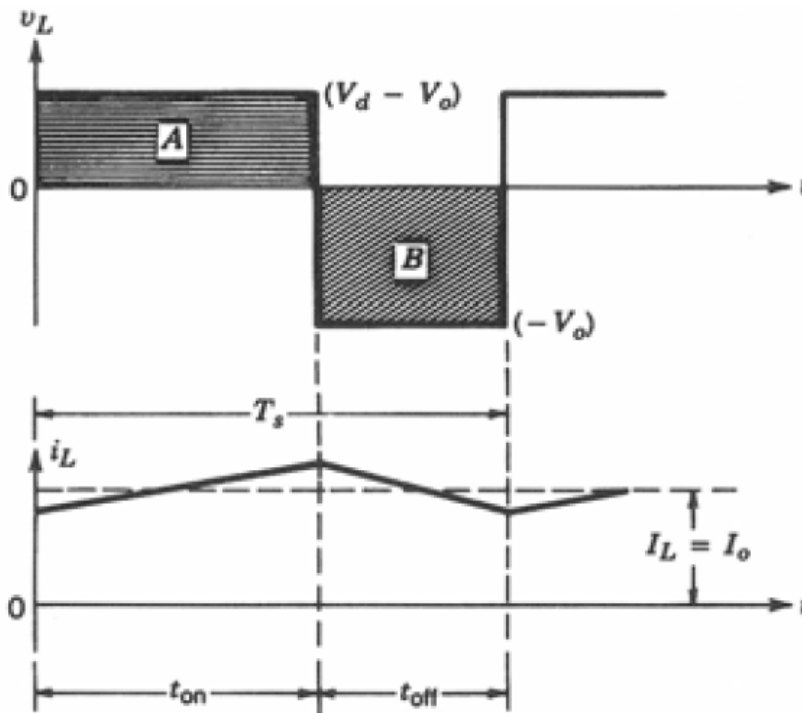
- Assume large output filter $C \rightarrow V_o = \text{constant}$

低通濾波器

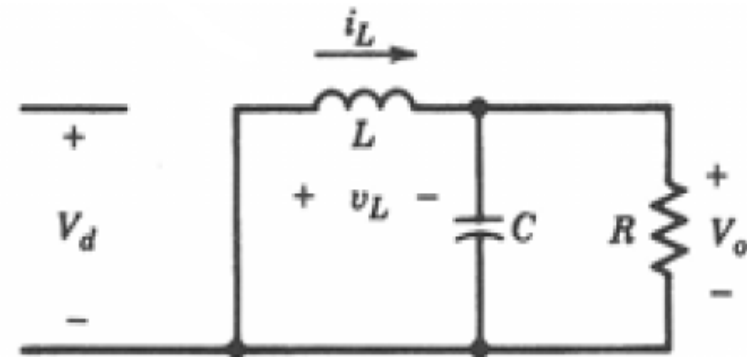


連續導通模式

- Continuous Conduction ($i_L > 0$)



(a) 開關 on



(b) 開關 off

公式推導(1)

- S1 on : $V_i = V_{dc}$
 $V_L = V_{dc} - V_o$ ($i_L > 0$) $\rightarrow i_L$ increased

- S1 off : D on : $V_i = 0$
 $V_L = -V_o \rightarrow (i_L \text{ decreased})$

$$\therefore V_{i, \text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_i dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}} V_{dc} dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_L + V_o) dt$$

$$\therefore V_{o, \text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{\text{on}}} V_{dc} dt - \frac{1}{T} \int_0^T V_L dt = DV_{dc}$$

公式推導(2)

- **Inductor current**

$$0 \leq t \leq DT : V_L = (V_{dc} - V_o)$$

$$i_L(t=0) = i_{L0}$$

$$\therefore i_L = \left(\frac{V_{dc} - V_o}{L}\right)t + i_{L0}$$

$$\text{At } t = DT \quad i_L = \left(\frac{V_{dc} - V_o}{L}\right)DT + i_{L0}$$

公式推導(3)

- **The average inductor current :**

$$\begin{aligned}\therefore i_{L, \text{ave}} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T i_c dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{Load}} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{Load}} dt \\ &= \frac{V_{o, \text{ave}}}{R} \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{V_{\text{dc}} - V_{o, \text{ave}}}{L} DT + i_{\text{LO}} \right]\end{aligned}$$

公式推導(4)

- **Assume : No power loss**

$$\therefore P_{\text{IN}} = P_{\text{OUT}}$$

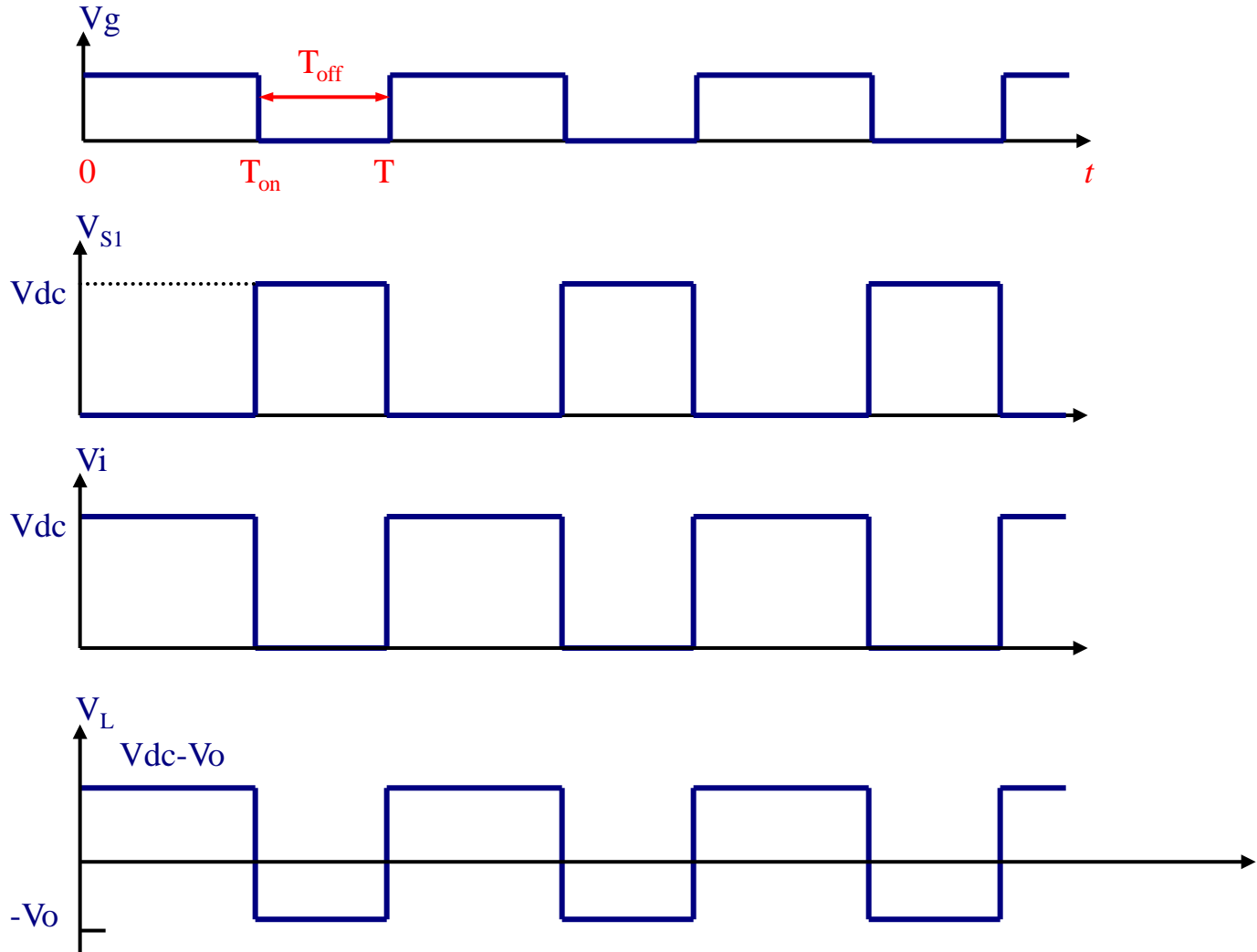
$$V_{\text{dc}} \cdot I_{\text{dc}} = V_o \cdot I_o \qquad \therefore \frac{I_o}{I_{\text{dc}}} = \frac{V_{\text{dc}}}{V_o} = \frac{1}{D}$$

- **Output ripple current and ripple voltage**

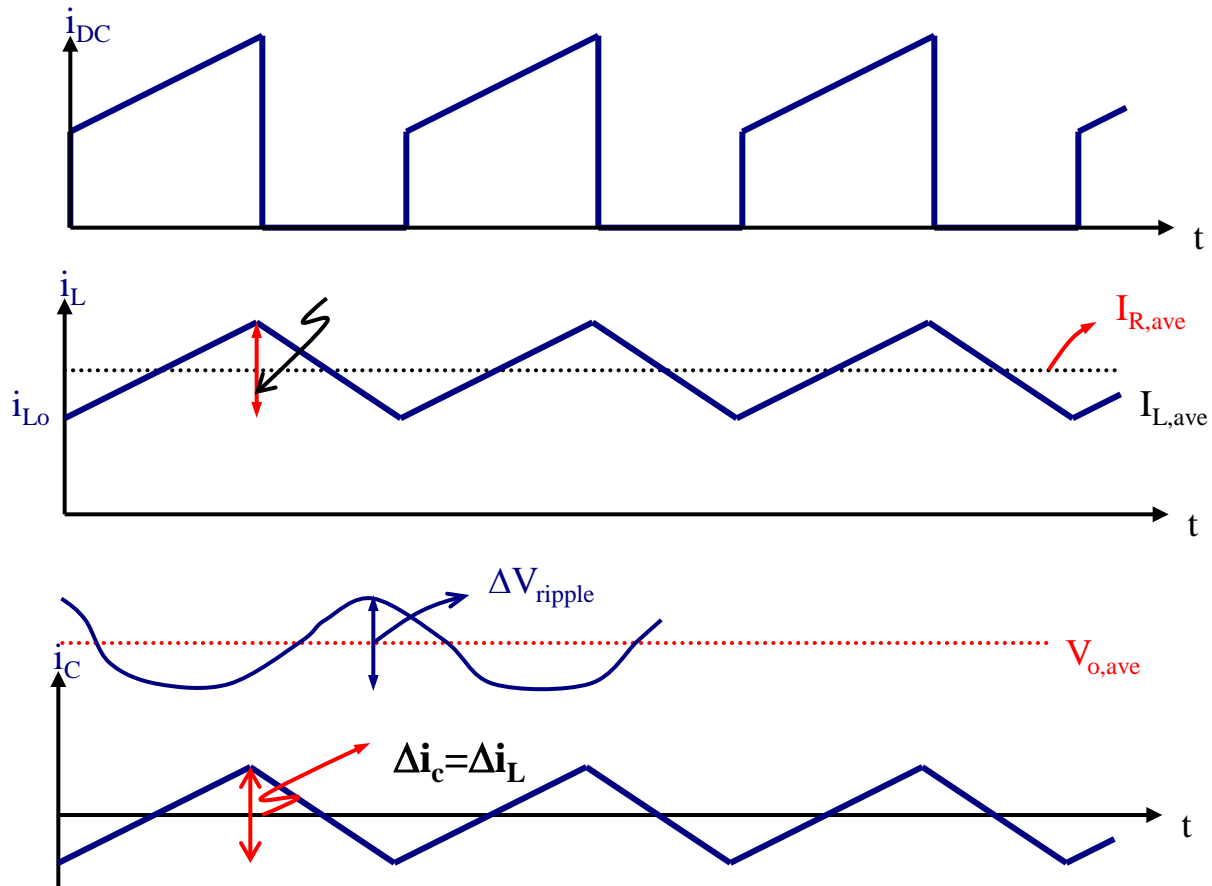
$$\text{Ripple current } \Delta i_L = \frac{V_{\text{dc}} - V_o}{L} D T_s$$

$$= \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s$$

波形圖(1)



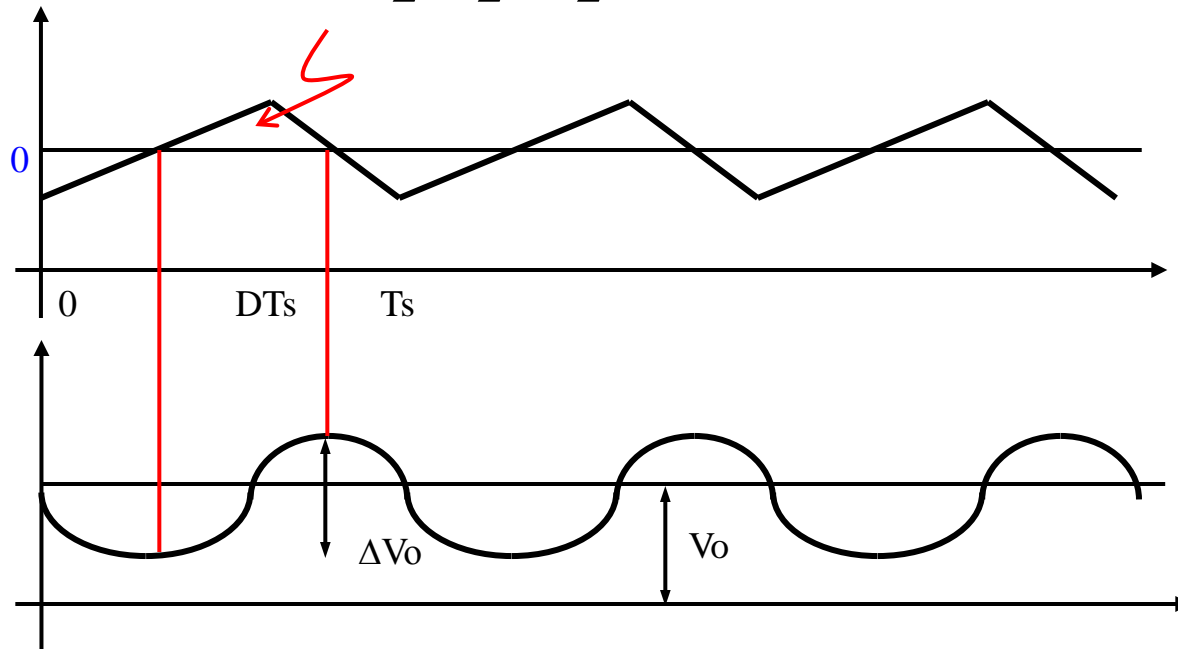
波形圖(2)



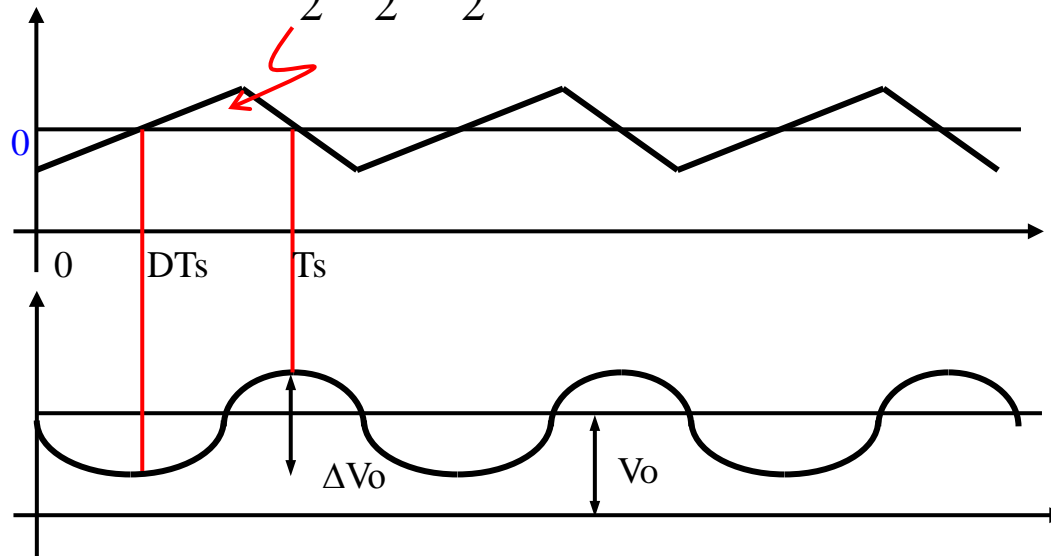
Ripple Voltage

- Ripple voltage** : Assuming that all of the ripple component in i_L flows through the capacitor and its average components flows through the load resistor .

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2}$$



$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2}$$



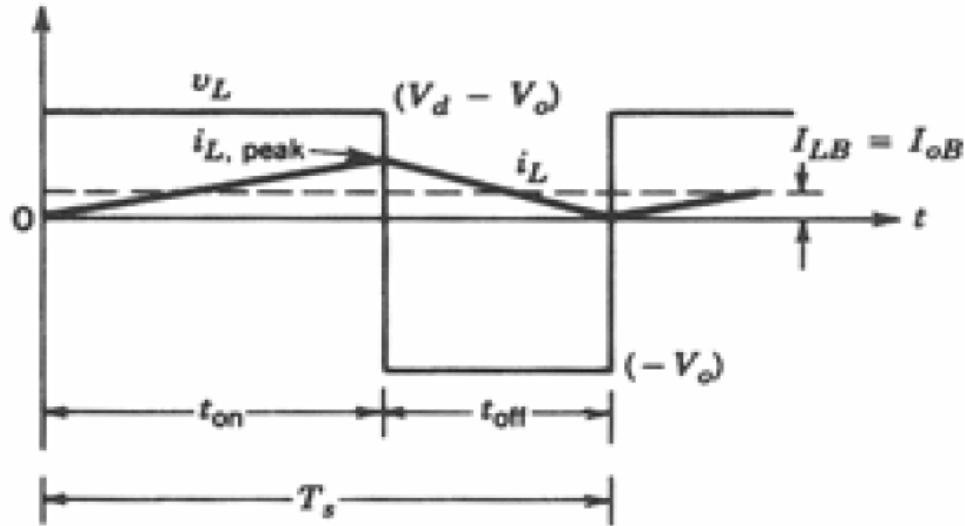
$$\therefore \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta i_L \cdot T_s}{8C} \quad \Delta i_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s = \frac{T}{8C} \cdot \frac{V_o}{L} (1-D) T$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{(1-D)}{LC} T^2 = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2$$

where : $f_s = \frac{1}{T_s}$ $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \equiv$ corner freq. of low pass filter

- **Minimized output ripple : $f_c \ll f_s$, 可消除濾波**

連續導通與不連續導通之邊界



$$\bullet \cdot I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(\text{peak})} = \frac{1}{2} I_p = \frac{1}{2} \frac{(V_{dc} - V_o)}{L} D T_s = \frac{1}{2} \frac{V_o}{L} (1-D) T_s$$

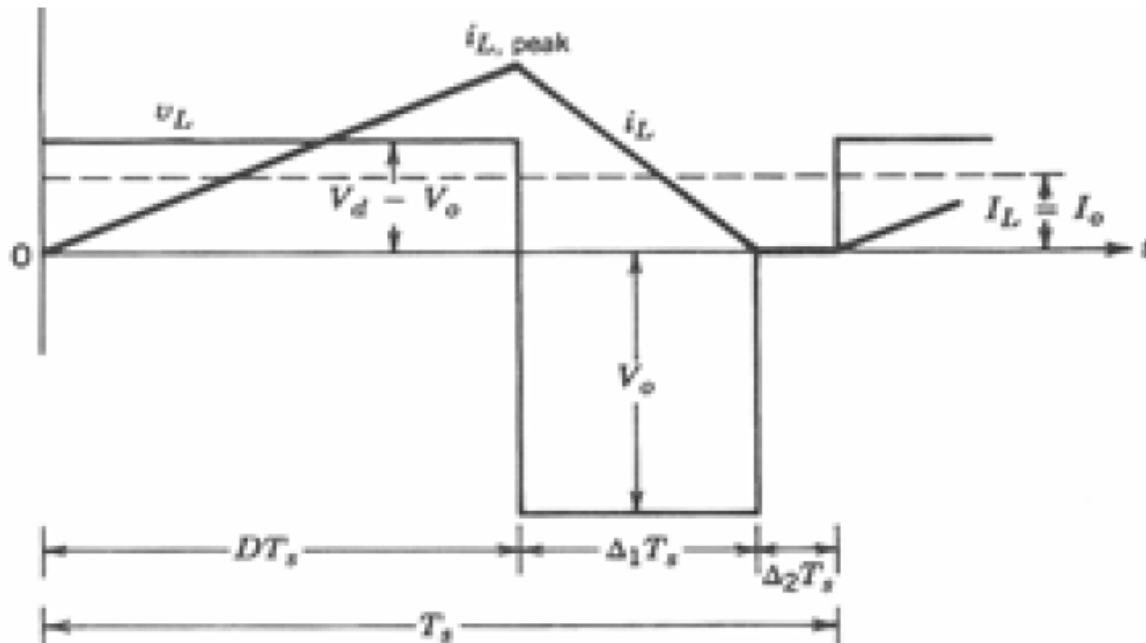
$$\bullet L_B = \frac{V_o}{2 I_{LB}} (1-D) T_s$$

◆ **With a given value T , V_{dc} , V_o , L , and D , if the average output less than I_{LB} , then i_L will become discontinuous .**

- If $I_o > I_{LB} \Rightarrow$ Continuous conduction
- If $I_o < I_{LB} \Rightarrow$ Discontinuous conduction
- If $L > L_B \Rightarrow$ Continuous conduction

不連續導通模式

- (I) S on : $V_L = V_{dc} - V_o$
- (II) S off and $i_L > 0$: $V_L = -V_o$ (D on)
- (III) S off and $i_L = 0$: $V_L = 0$ (D off)



公式推導(1)

- **The steady – state condition of inductor**

$$\frac{1}{T} \int_0^T V_L dt = 0 = \int_0^{DT} (V_{dc} - V_o) dt + \int_{DT}^{DT+\Delta_1 T} -V_o dt + \int_{DT+\Delta_1 T}^T 0 dt$$

$$\therefore DT(V_{dc} - V_o) + \Delta_1 T(-V_o) = 0$$

$$V_o = \frac{D}{D + \Delta_1} V_{dc}$$

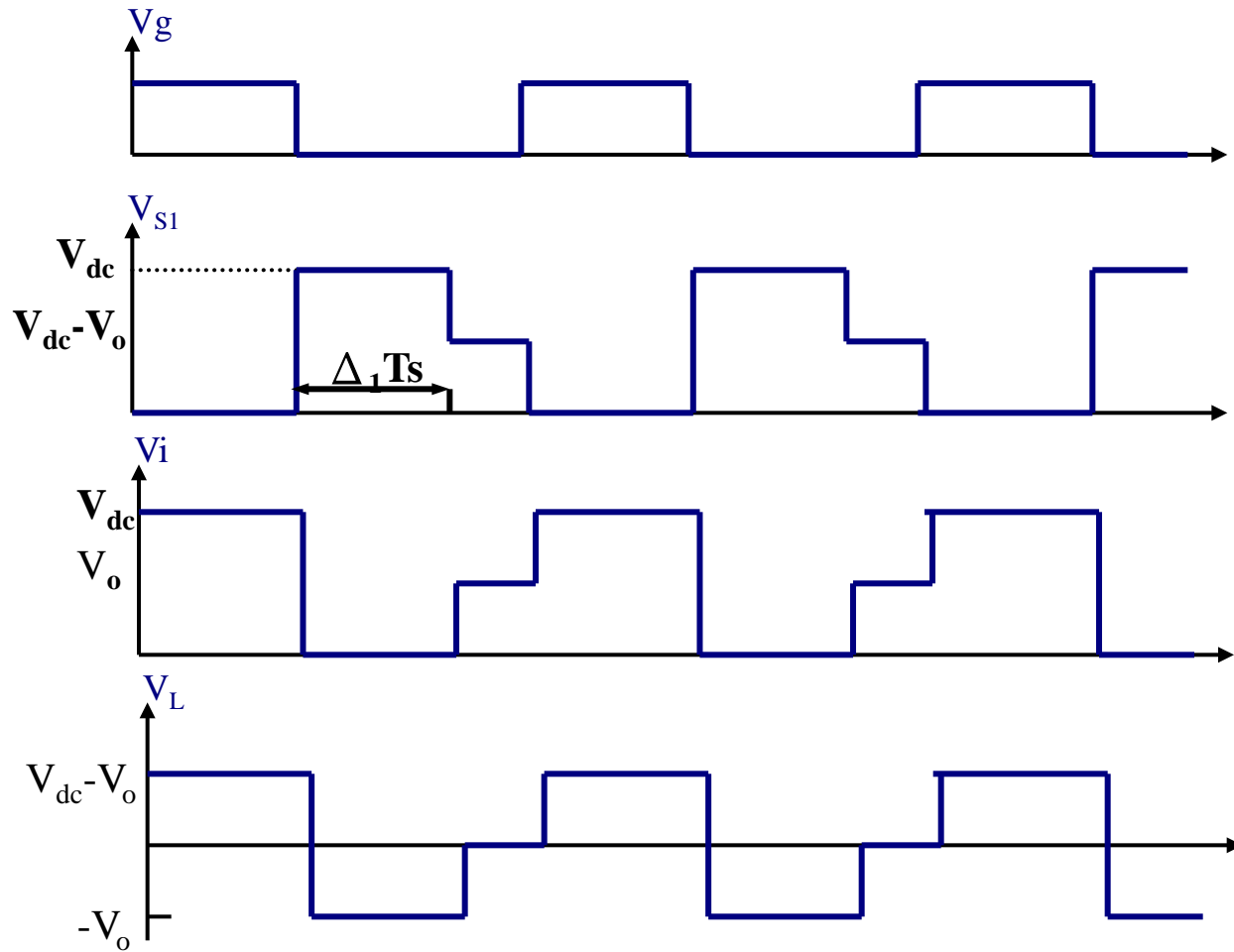
$$i_{L,peak} = \frac{DT}{L} (V_{dc} - V_o) = \frac{\Delta_1 T}{L} V_o$$

公式推導(2)

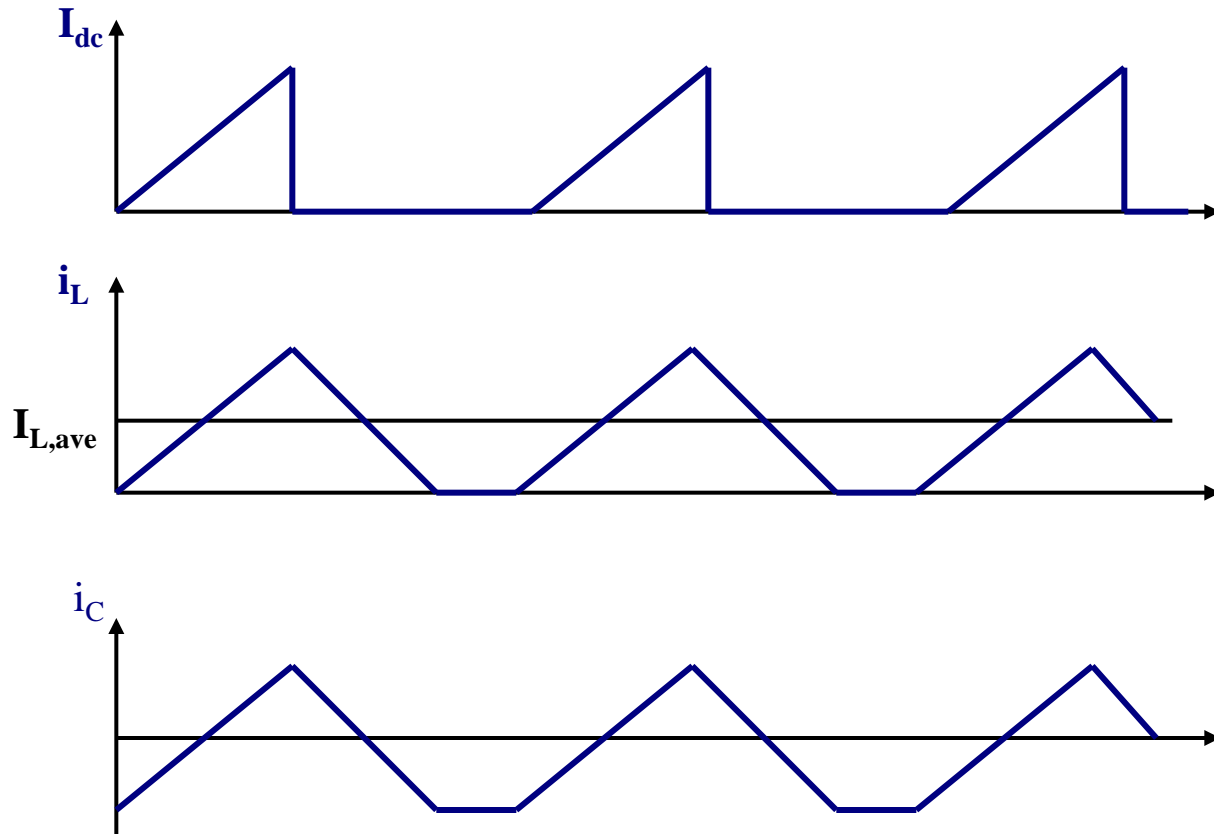
- **Average output current I_o**

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{1}{T} \frac{1}{2} (DT + \Delta_1 T) i_{L,\text{peak}} \\ &= \frac{(V_{\text{dc}} - V_o)}{2L} (D + \Delta_1) T \\ &= \frac{V_o T}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 = \frac{V_{\text{dc}} T}{2L} D \Delta_1 \end{aligned}$$

波形圖(1)



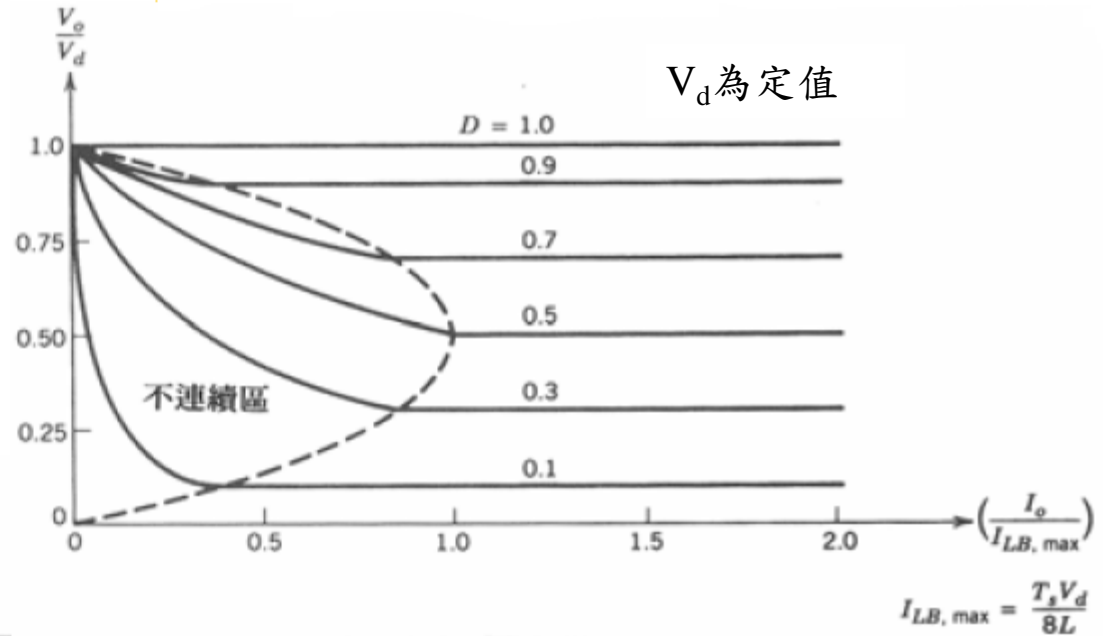
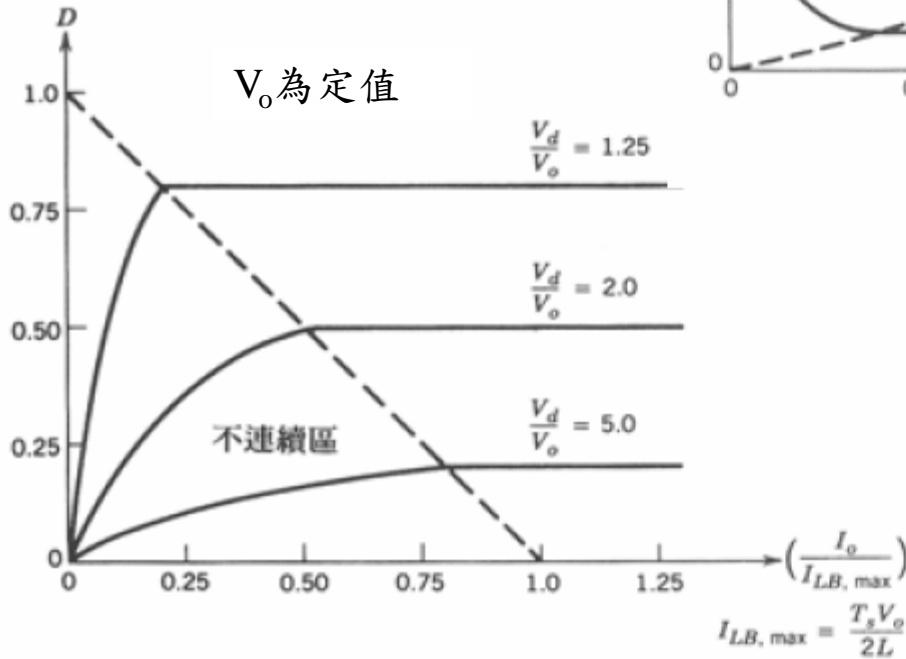
波形圖(2)



特性曲線

boundary $D(1-D) = \frac{I_o}{4I_{LB,max}}$

DCM $\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{2D} \sqrt{\frac{I_o / I_{LB,max}}{V_d / V_o} - 1}$

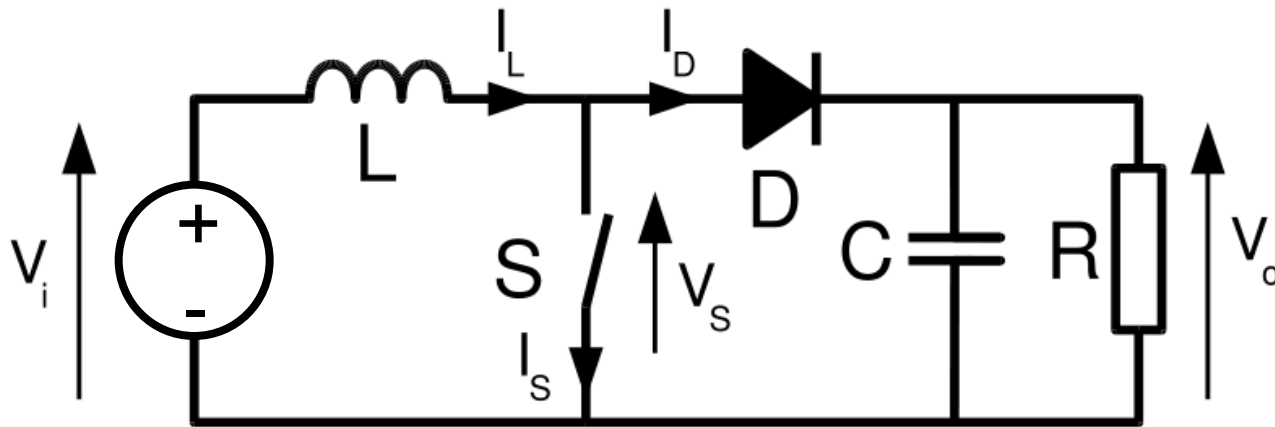


boundary $D_B = 1 - \frac{I_o}{I_{LB,max}}$

DCM $D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o / I_{LB,max}}{1 - V_o / V_d}}$

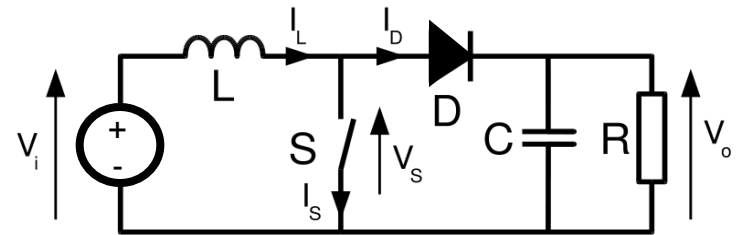
Boost DC-DC轉換器

- 將輸入電壓轉換成較高的輸出電壓，用於直流電源供應器與直流馬達之再生制動(regenerative braking)及功因修正電路。



電路分析

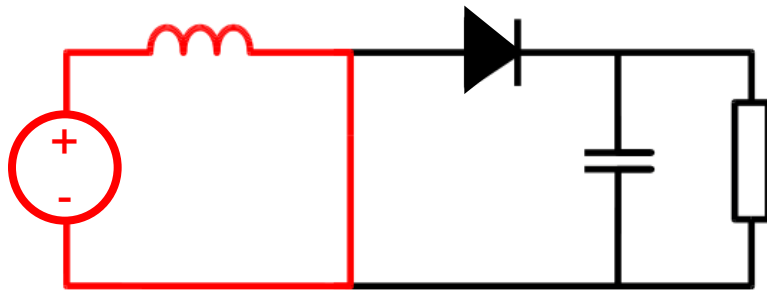
- 工作原理



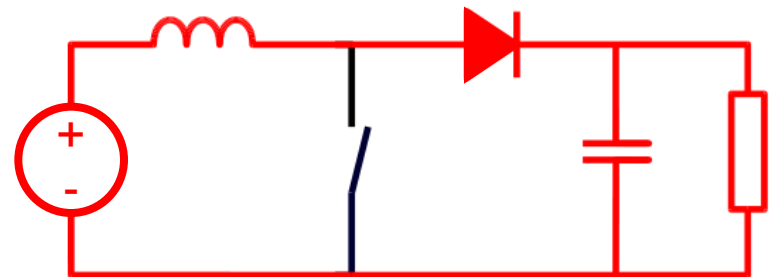
Switch on, inductor charging

Switch off, inductor discharging

On-State



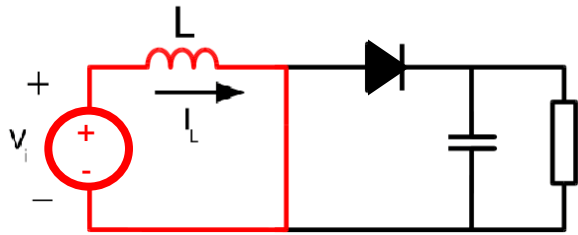
Off-State



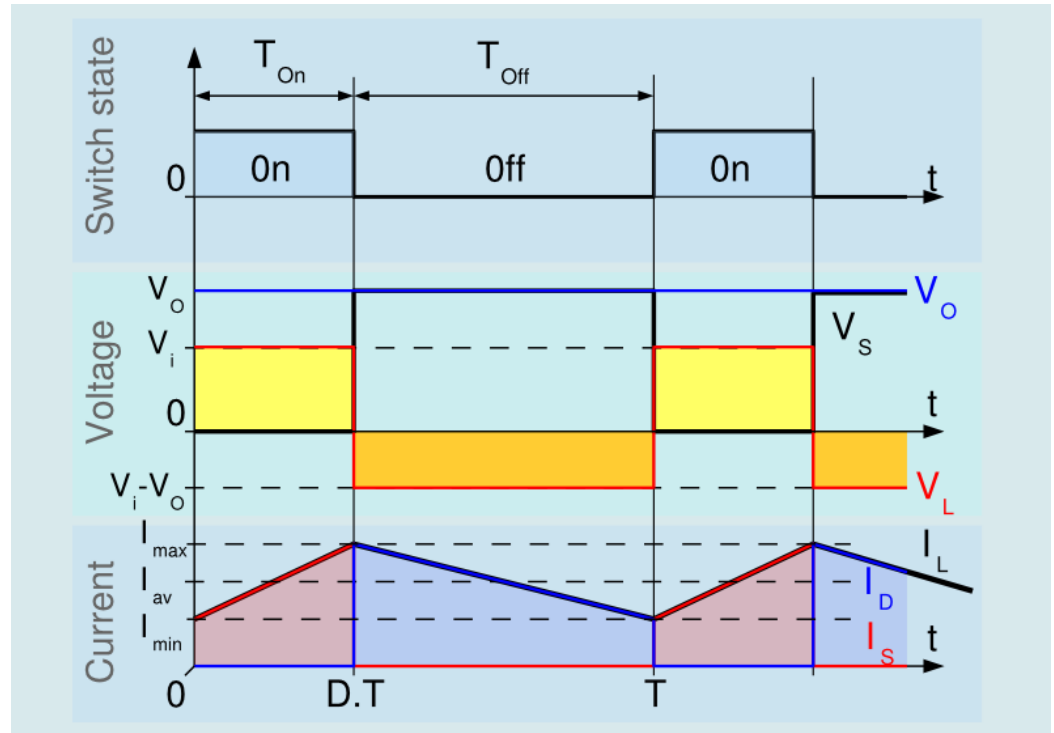
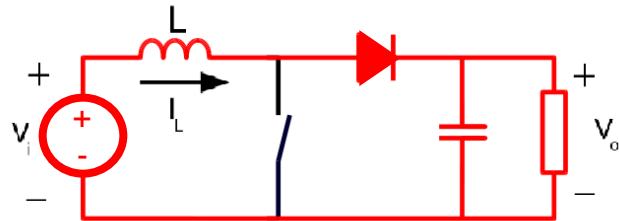
連續導通模式

- Continuous mode (電感電流連續)

On-State



Off-State



C.C.M.公式推導(1)

- Continuous mode

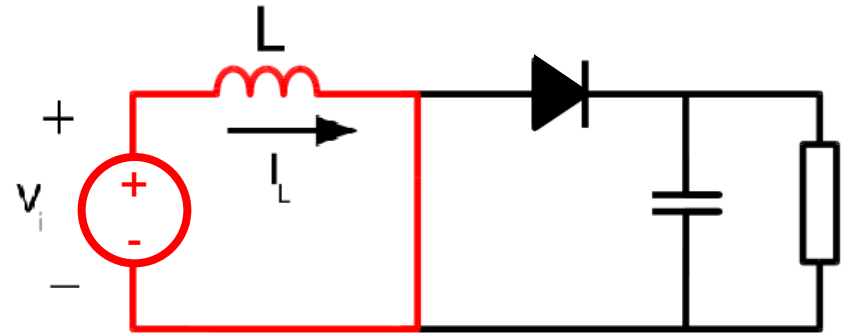
Off-state

$$V_i = L \frac{dI_L}{dt}$$

$$= L \cdot \frac{\Delta I_{Lon}}{D \cdot T}$$

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L}$$

On-State



C.C.M.公式推導(2)

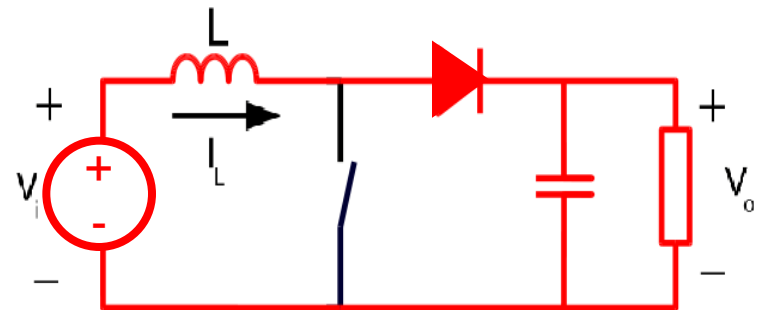
- Continuous mode

Off-state

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_o - V_i = L \frac{\Delta I_{Loff}}{(1-D) \cdot T}$$

$$\Delta I_{Loff} = \frac{(V_o - V_i) \cdot (1-D) \cdot T}{L}$$

Off-State



C.C.M.公式推導(3)

- Continuous mode

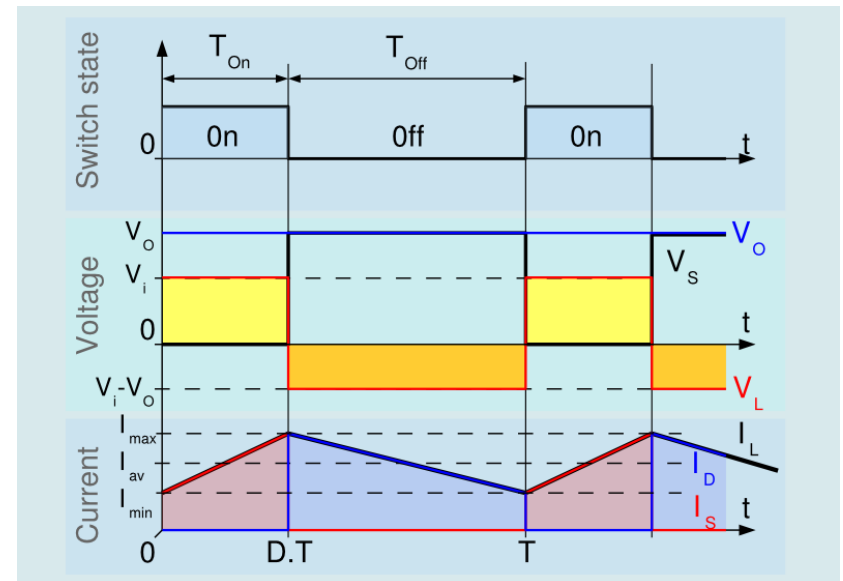
Steady-state conditions

→ 週期結束時的儲能 = 週期開始時的儲能

$$\rightarrow E_{end} = E_{start} \quad E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2$$

$$I_{L_{end}} = I_{L_{start}}$$

$$\Delta I_{Lon} = \Delta I_{Loff}$$



C.C.M.公式推導(4)

- Continuous mode

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L}$$

$$\Delta I_{Loff} = \frac{(V_o - V_i) \cdot (1 - D) \cdot T}{L}$$

$$\frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} = \frac{(V_o - V_i)(1 - D) \cdot T}{L}$$

$$V_o(1 - D) \cdot T = V_i \cdot T$$

$$V_o = V_i \cdot \frac{1}{(1 - D)}$$

D.C.M.公式推導(1)

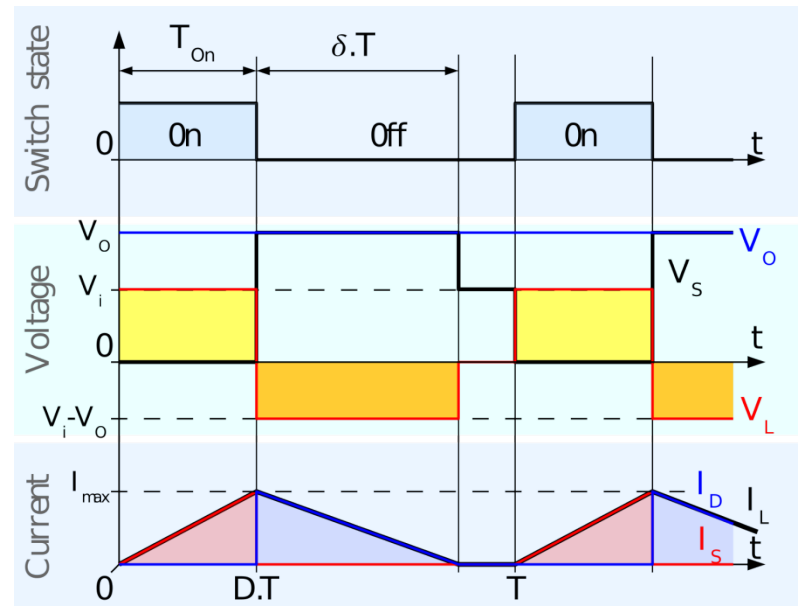
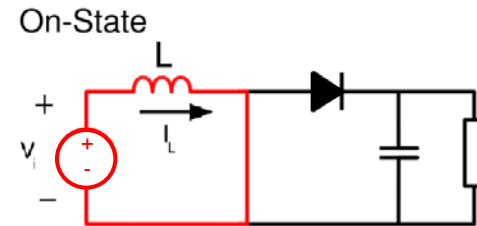
- Discontinuous mode

On-state

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L}$$

$$\Delta I_{Lon} = I_{Lmax} - I_{Lmin} = I_{Lmax}$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L}$$



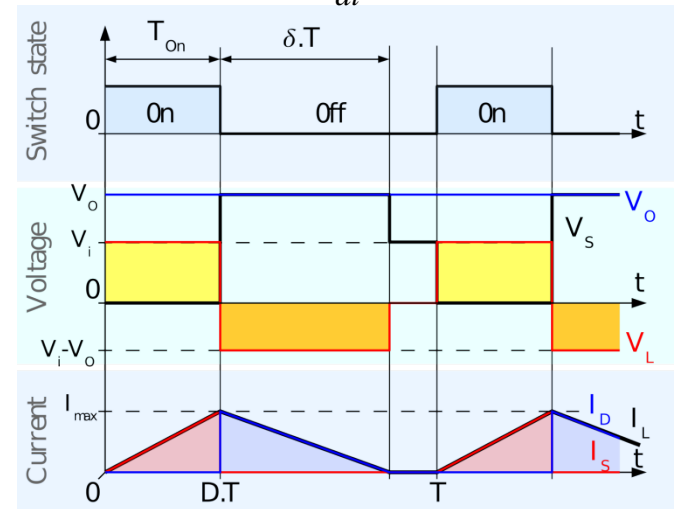
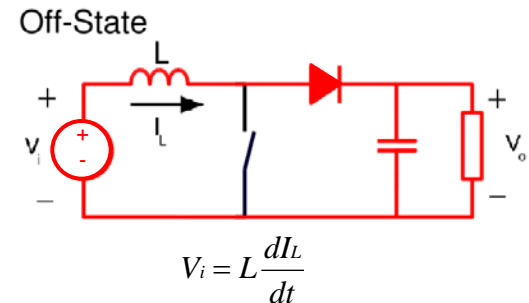
D.C.M.公式推導(2)

- Discontinuous mode
Off-state

$$I_{L\max} = \Delta I_{L\text{off}} = \frac{(V_o - V_i) \cdot \delta \cdot T}{L}$$

$$\frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} = \frac{(V_o - V_i) \cdot \delta \cdot T}{L}$$

$$\delta = \frac{V_i \cdot D}{V_o - V_i}$$



D.C.M.公式推導(3)

- Discontinuous mode

$$I_o = I_D = I_{L\text{off}} = \frac{\delta \cdot T \cdot I_{L\text{max}}}{2} \cdot \frac{1}{T} = \frac{I_{L\text{max}}}{2} \cdot \delta$$

$$I_o = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{2L} \cdot \frac{V_i \cdot D}{V_o - V_i} = \frac{V_i^2 \cdot D^2 \cdot T}{2L(V_o - V_i)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot D^2 \cdot T}{2L \cdot I_o}$$

連續導通與不連續導通之邊界

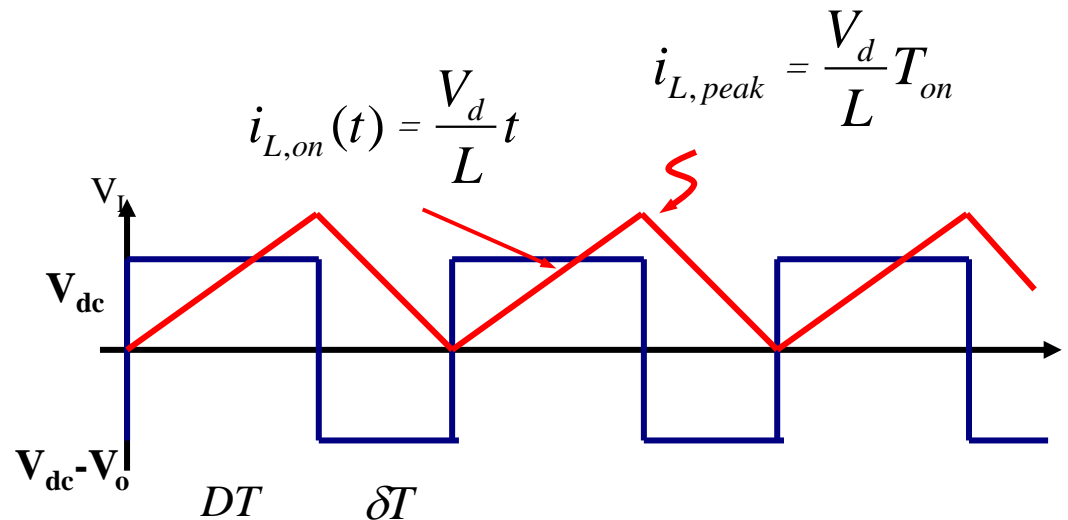
- Limit between continuous and discontinuous modes

令 $I_{o\lim}$ 為CCM和DCM間的最大輸出電流

$$I_o = I_{o\lim}$$

$$\Rightarrow D \cdot T + \delta \cdot T = T$$

$$D + \delta = 1$$



B.C.M.公式推導

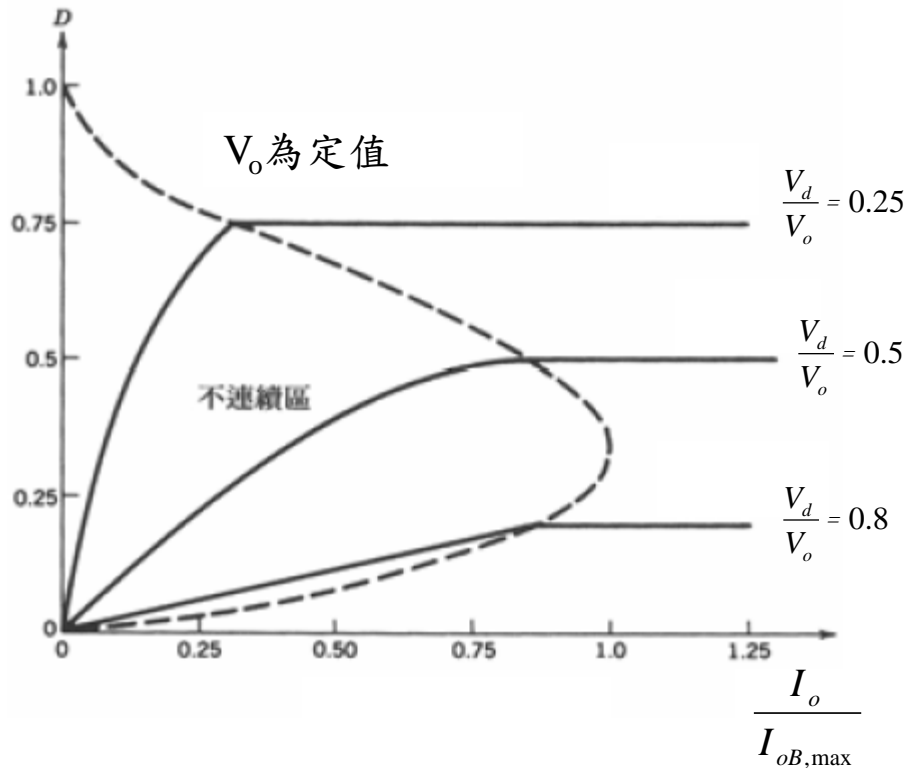
電感電流等於輸入電流，電感電流之平均值：

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{1}{2L} V_d t_{on} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)$$

輸出電流之平均為：

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2$$

特性曲線

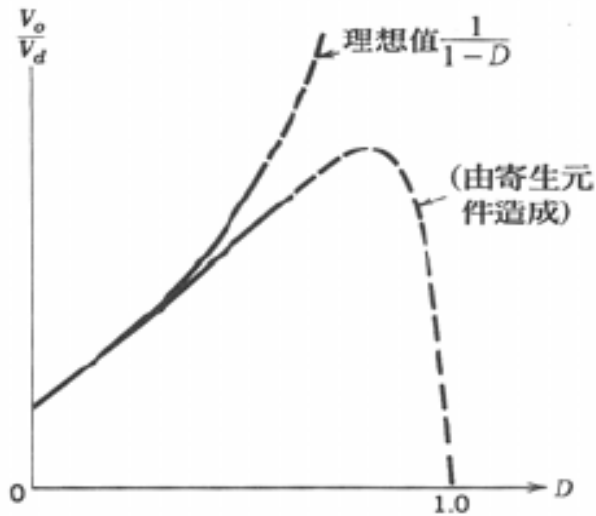


在不連續導通模式下，若 V_o 未加以控制，至少有

$$\frac{1}{2} L i_{L,peak}^2 = \frac{(V_d D T_s)^2}{2L}$$

的能量轉入電容與負載，如果負載無法吸收，則 V_o 將上升。因此在輕載下，不連續導通模式易造成電壓太高，若電容耐壓不足，將損毀

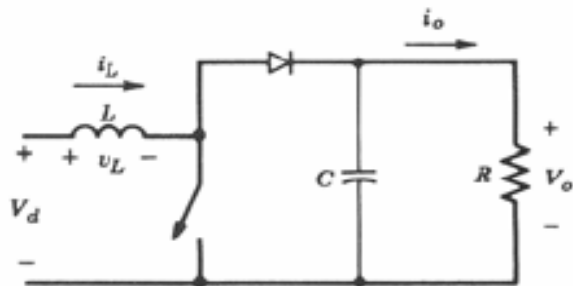
寄生元件效應



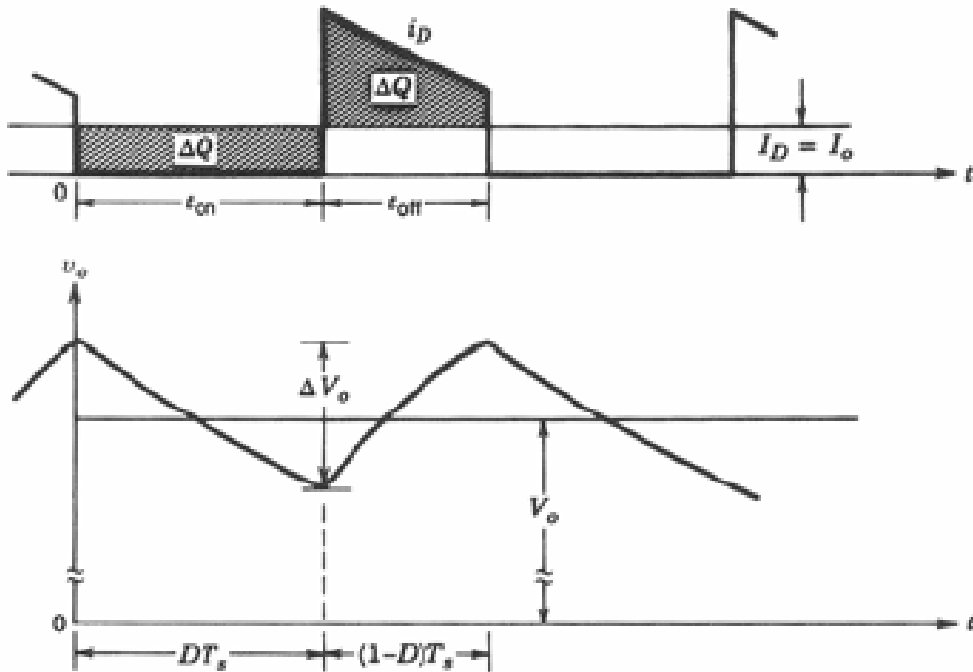
- 非理想的因素
 - 非理想開關
 - 非理想電感
 - 非理想電容
 - ...

以非理想電感為例

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D + \frac{R_L}{R(1-D)}}$$



輸出電壓漣波



$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C}$$

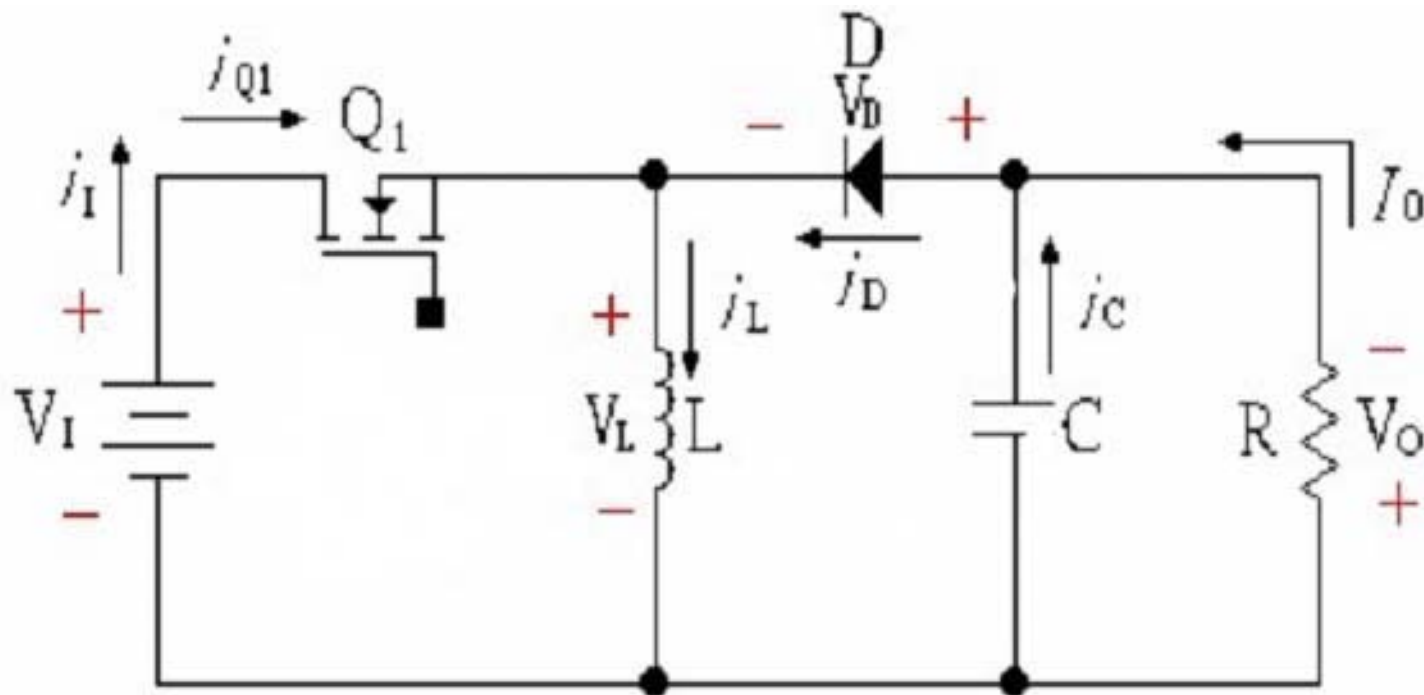
$$= \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C}$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau}$$

$$\tau = RC$$

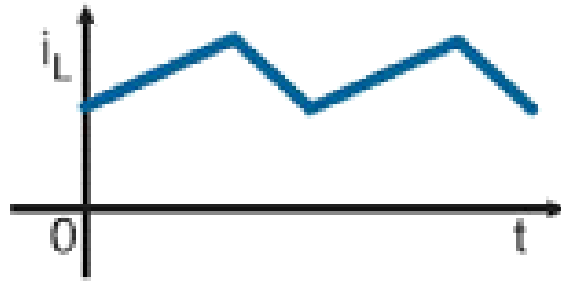
Buck-Boost DC-DC轉換器

- 此電路主要用途為輸入與輸出之極性相反，輸出電壓可高於或低於輸入電壓之直流電源供應器。

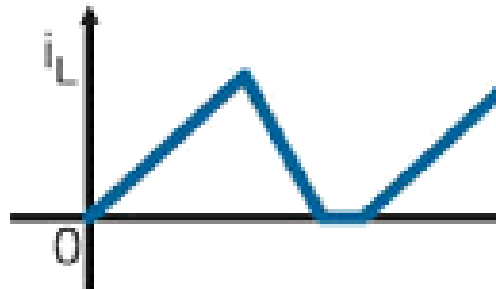


導通模式

- **1.連續導通模式(Continuous-Conduction mode; CCM)**
電感器上的電流最小值不降為零而保持連續。



- **2.不連續導通模式(discontinuous-conduction mode; DCM)**
電感器上的電流最小值會降為零呈現不連續的狀態。

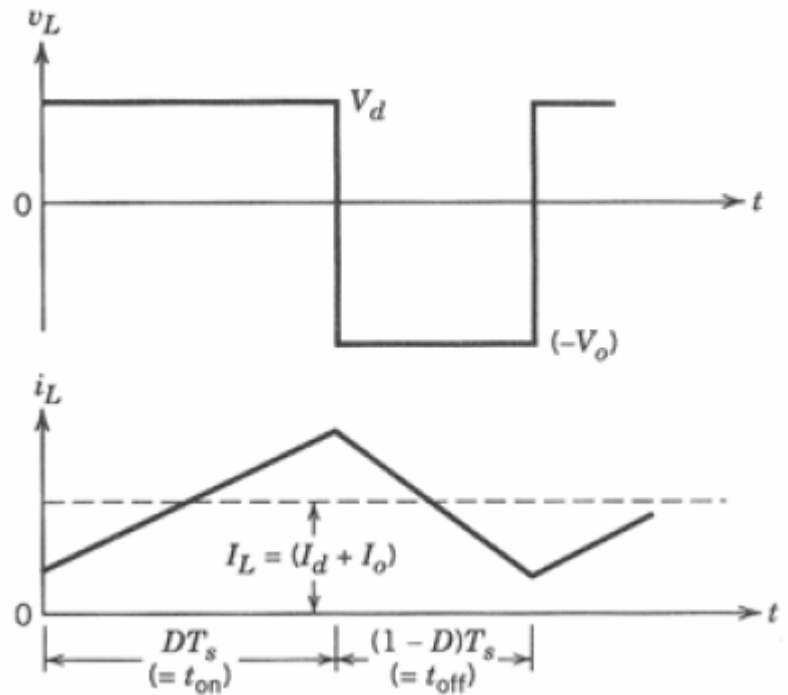


連續導通模式

$$V_d DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D}$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D}$$



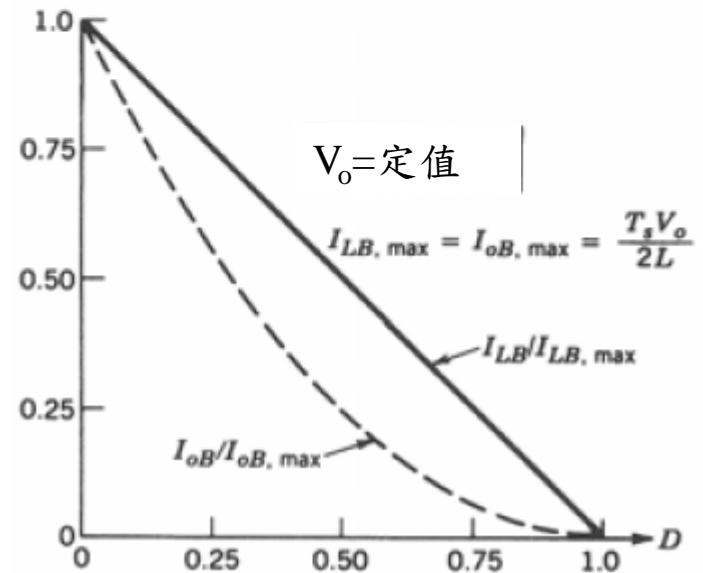
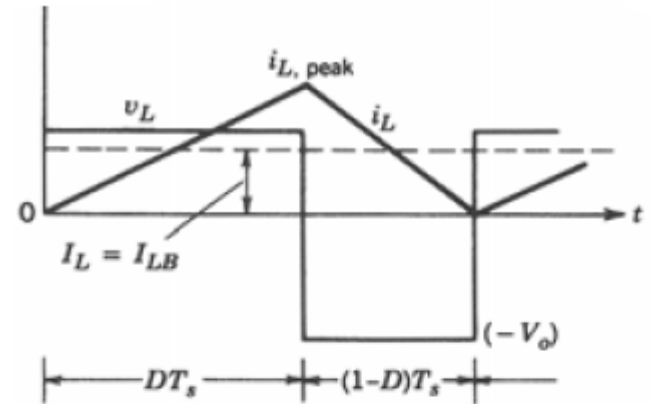
連續導通與不連續導通之邊界

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L, peak} = \frac{1}{2L} V_d t_{on} = \frac{T_s V_d}{2L} D$$

由於電容之平均電流為0，所以 $I_o = I_L - I_d$

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D)$$

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D)^2$$



不連續導通模式

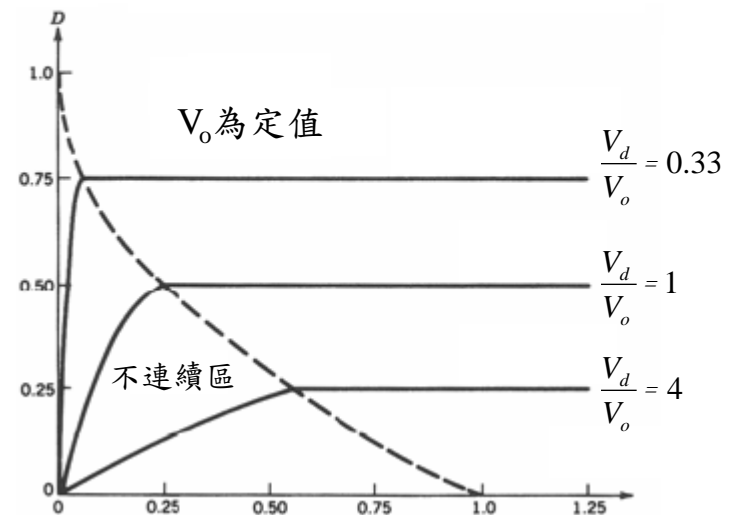
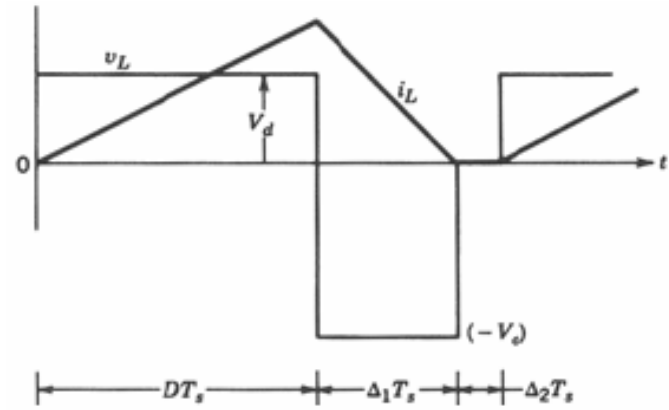
$$V_d DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0 \quad \therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1}$$

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1)$$

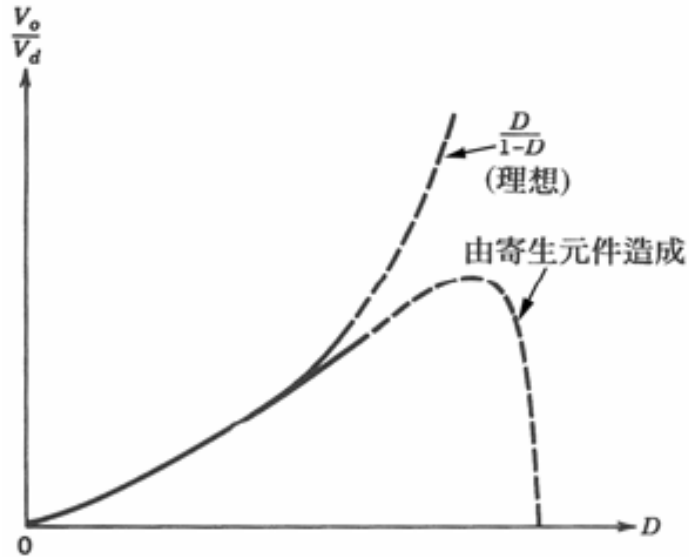
V_o 固定， D 與輸出電流 I_o 的關係

$$\text{boundary} \quad \frac{I_o}{I_{oB,\max}} = (1 - D)^2$$

$$\text{DCM} \quad D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,\max}}}$$



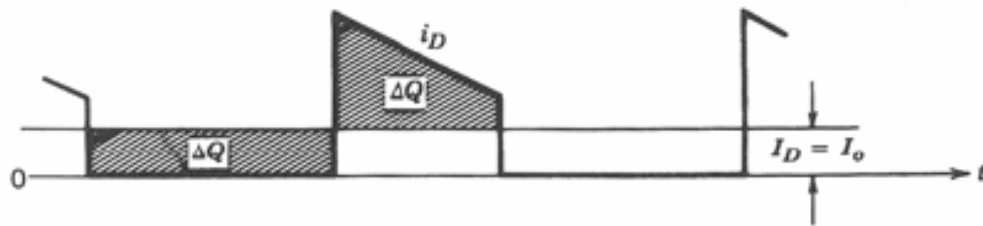
寄生元件效應



以非理想電感為例

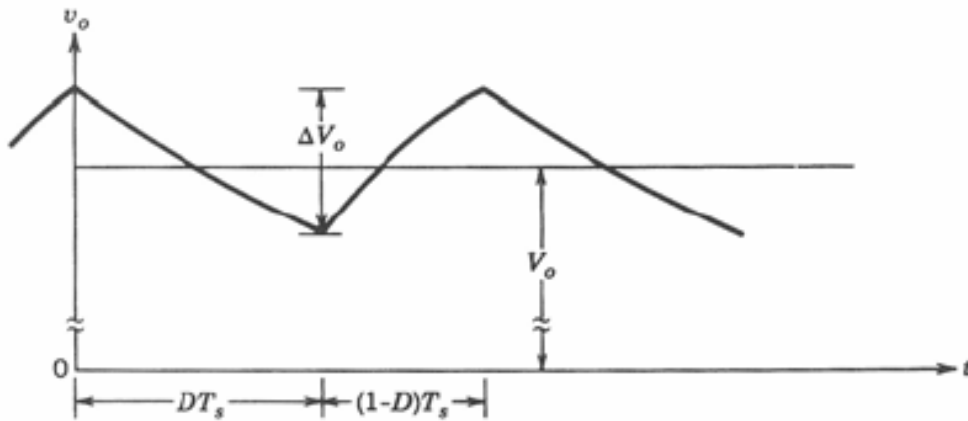
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D + \frac{R_L(2D-1)}{R(1-D)}}$$

輸出電壓漣波



$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C}$$

$$= \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C}$$



$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau}$$

$$\tau = RC$$

C'uk DC-DC 轉換器

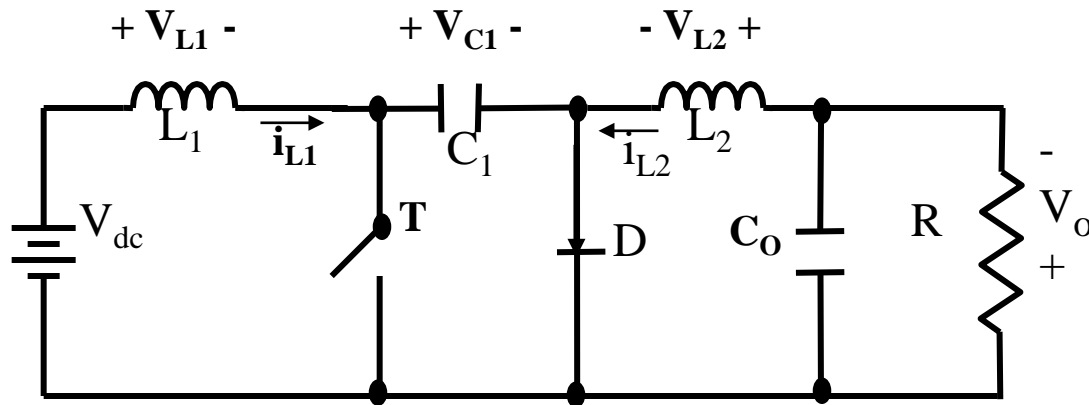
邱克轉換器與降升壓式轉換器一樣，輸出與輸入極性相反且輸出電壓可高或低於輸入電壓

電容 C_1 是用以儲存及轉移輸入電能至輸出

穩態下，電感電壓的平均值 V_{L1} 及 V_{L2} 均為0

$V_{C1} = V_{dc} + V_o$ V_{C1} 大於 V_d 及 V_o

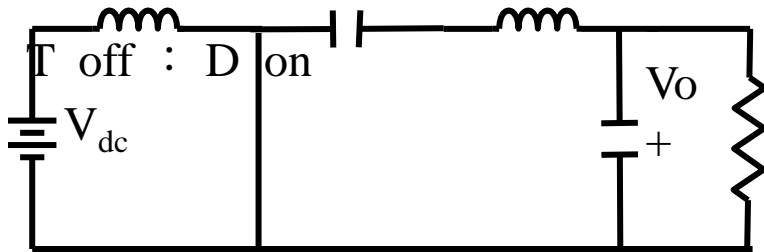
假設 C_1 非常大，則 $v_{C1} \doteq V_{C1}$



連續導通模式

- T on : D off

$$+ V_{L1} \quad + V_{C1} \quad - V_{L2}$$

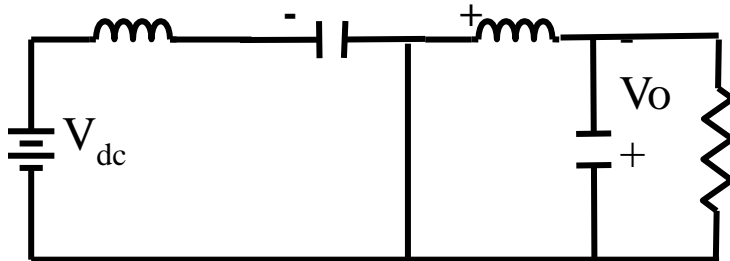


$$V_{L1} = V_{dc}$$

$$V_{L2} = V_{C1} - V_o$$

- T off : D on

$$+ V_{L1} \quad + V_{C1} \quad - V_{L2}$$



$$V_{L1} = V_{dc} - V_{C1}$$

$$V_{L2} = -V_o$$

連續導通模式

- L_1 : $\frac{1}{T} \int_0^T V_{L1} dt = 0$

$$V_{dc} \cdot DT + (V_{dc} - V_{C1})(1-D)T = 0$$

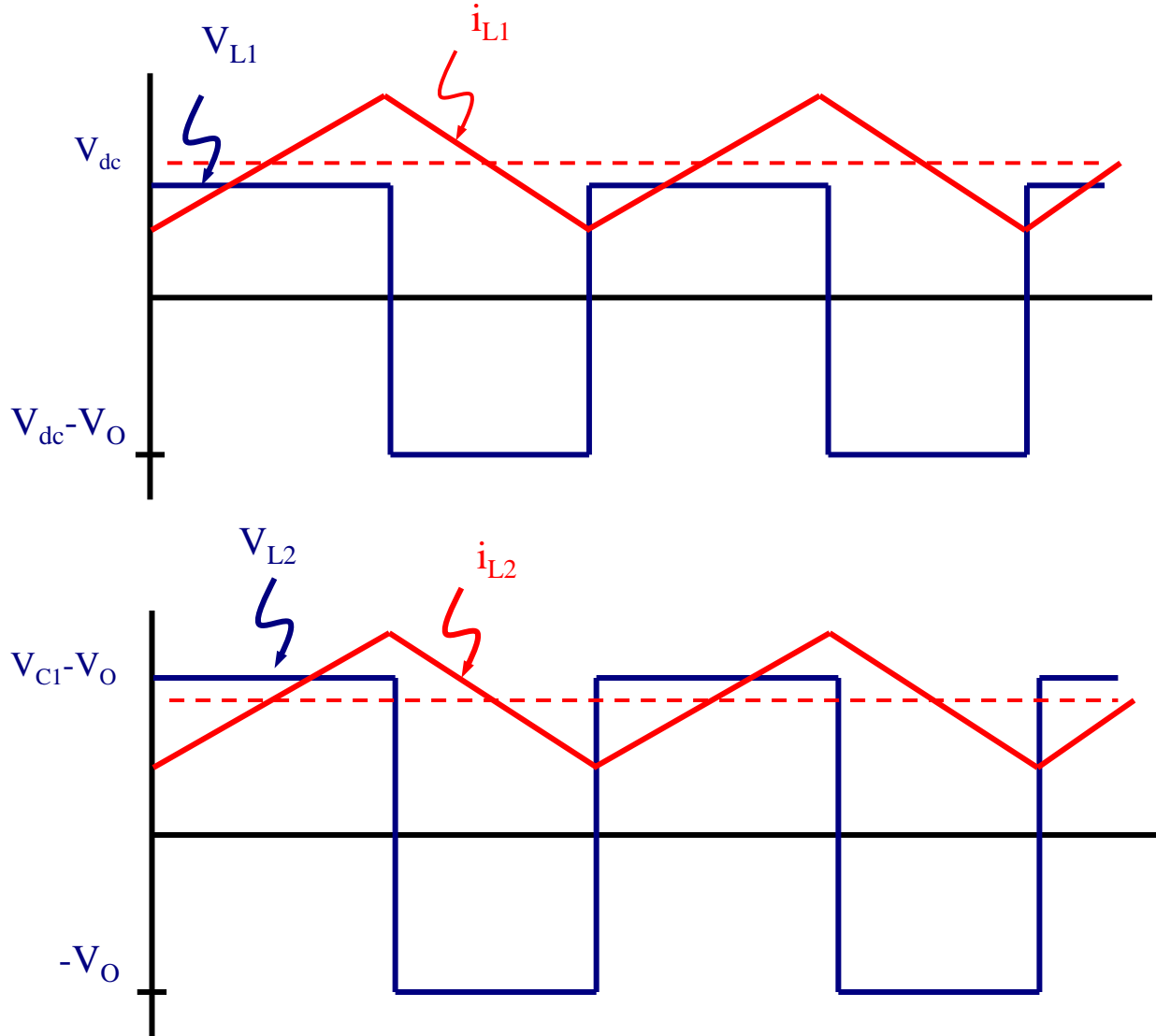
$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{dc}$$

- L_2 : $(V_{C1} - V_o)DT + (-V_o)(1-D)T = 0$

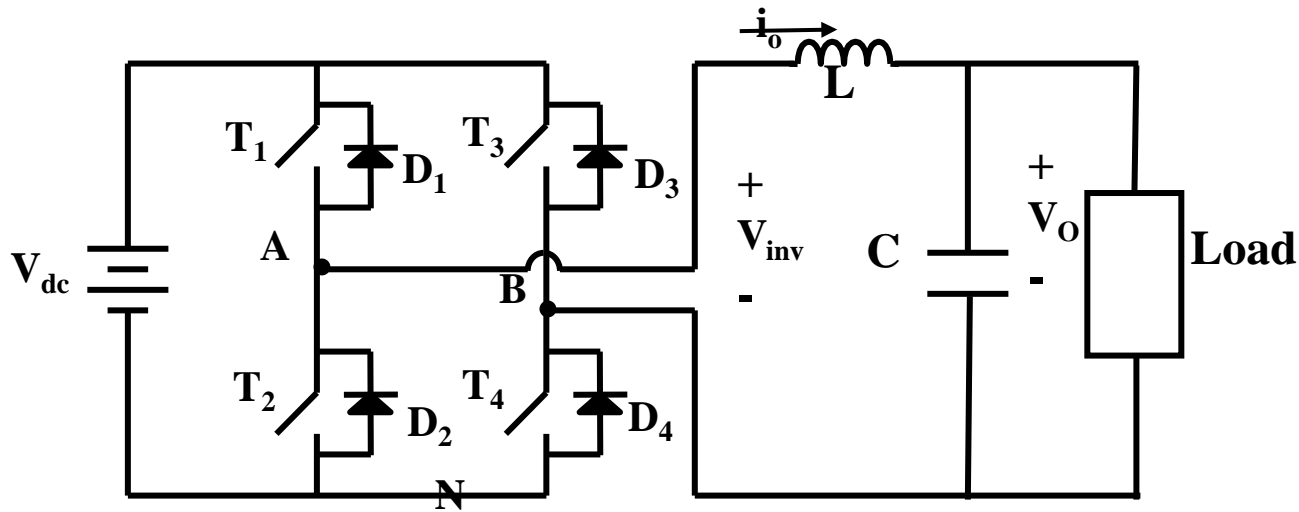
$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{D} V_o$$

$$\therefore V_o = \frac{D}{1-D} V_{dc} \quad , \quad I_o = \frac{1-D}{D} I_{dc}$$

波形圖



Full-bridge DC-DC 轉換器



全橋直流至直流轉換器的用途

1. 直流馬達驅動器
2. 單相不斷電電源供應器中直流至交流之轉換
3. 具變壓器隔離之切換式直流電源供應器中之直流至交流(高頻)轉換

工作原理

- L and C \Rightarrow low pass filter
- Two switches in one leg can not be turn on simultaneously to avoid short circuiting on the dc input.
 - \Rightarrow They are both off for a short time interval, known as the blacking time (Dead time)

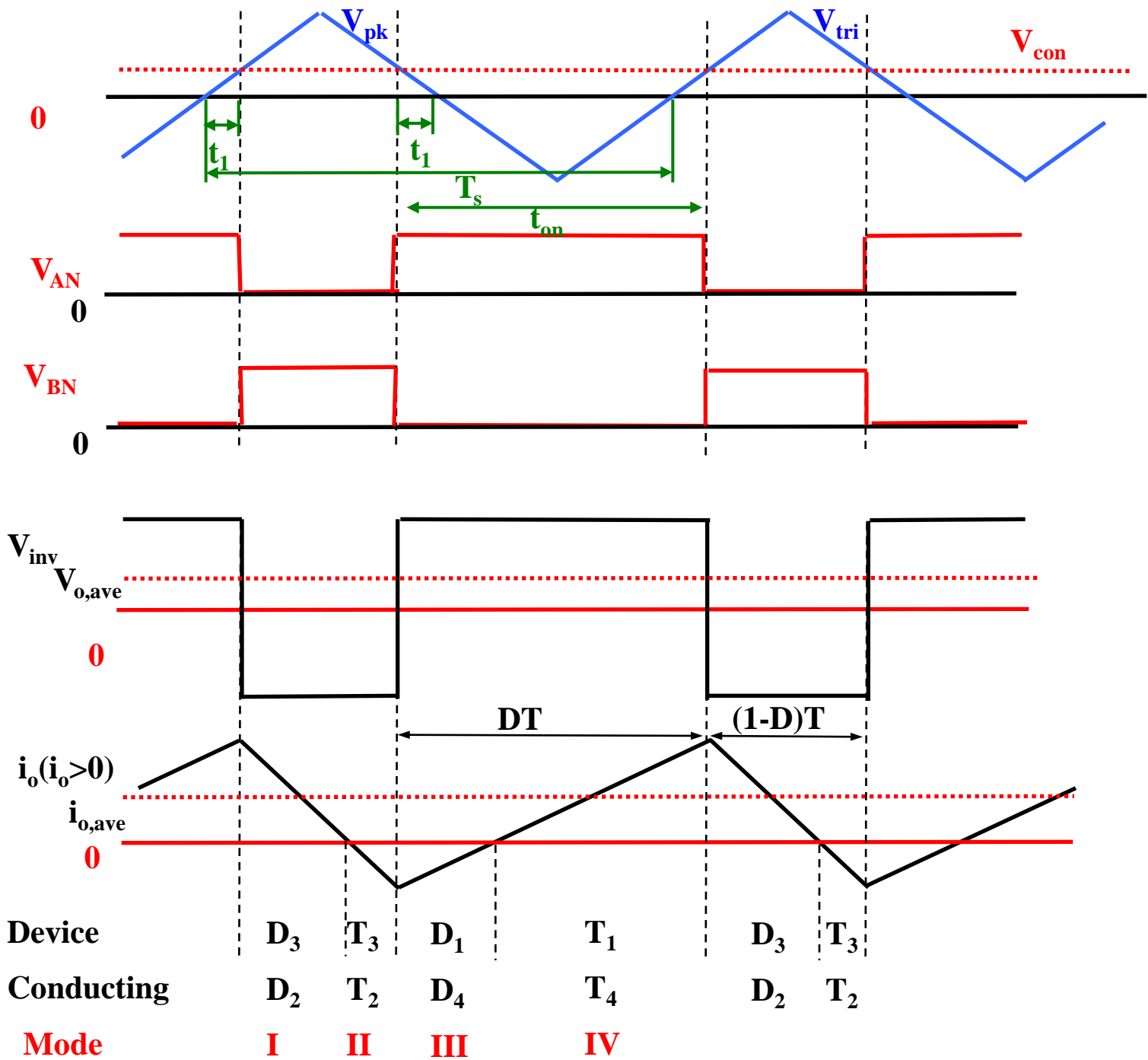
◆ Switching condition and output voltage

T1 (D1) and T4 (D4) on : $V_{inv} = V_{dc}$

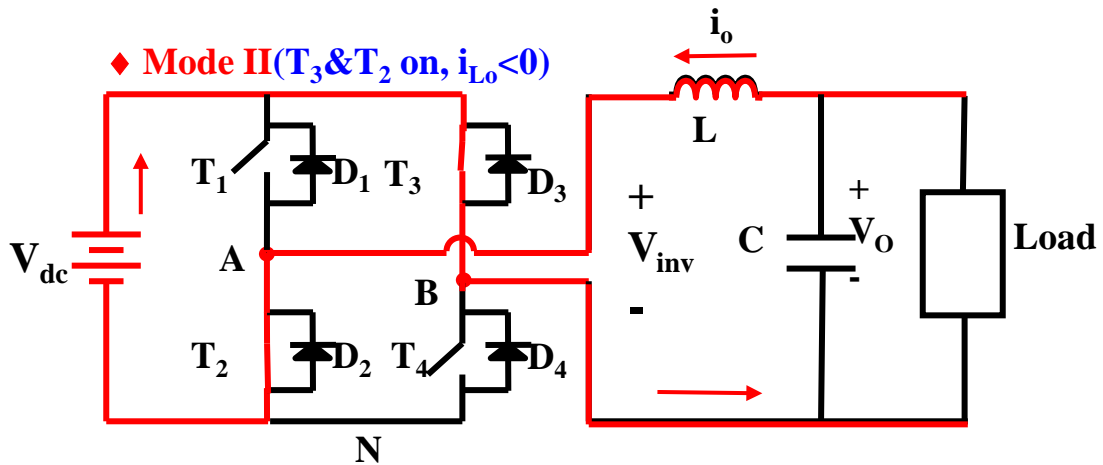
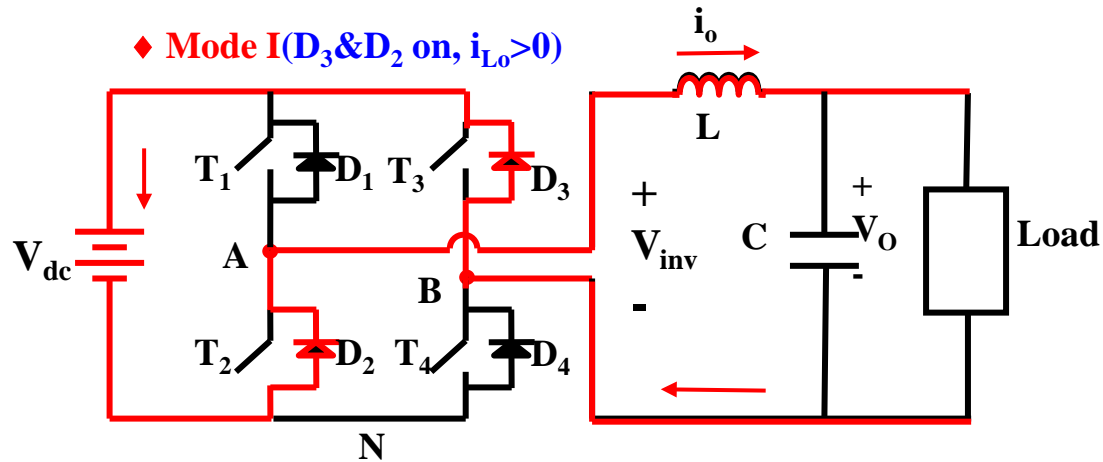
T2 (D2) and T3 (D3) on : $V_{inv} = -V_{dc}$

T1 (D1) and T3 (D3) on : $V_{inv} = 0$

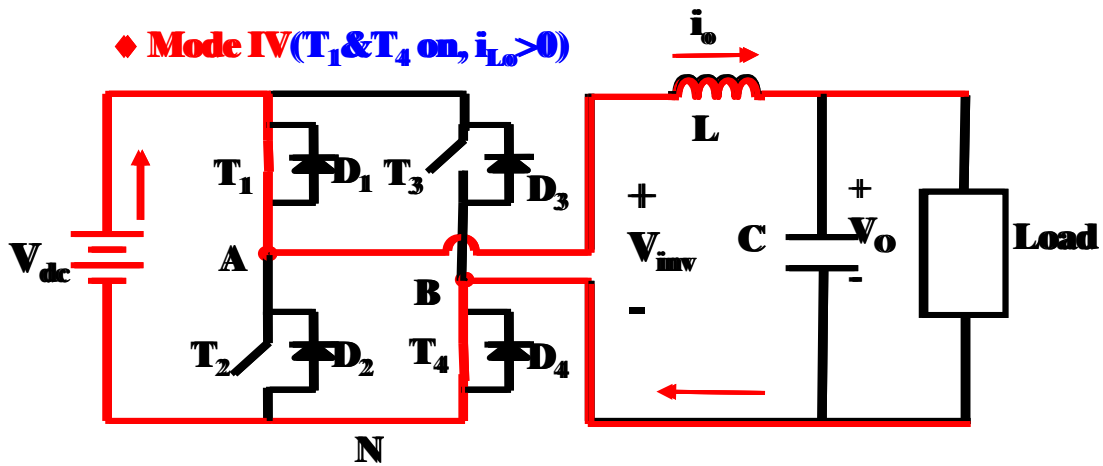
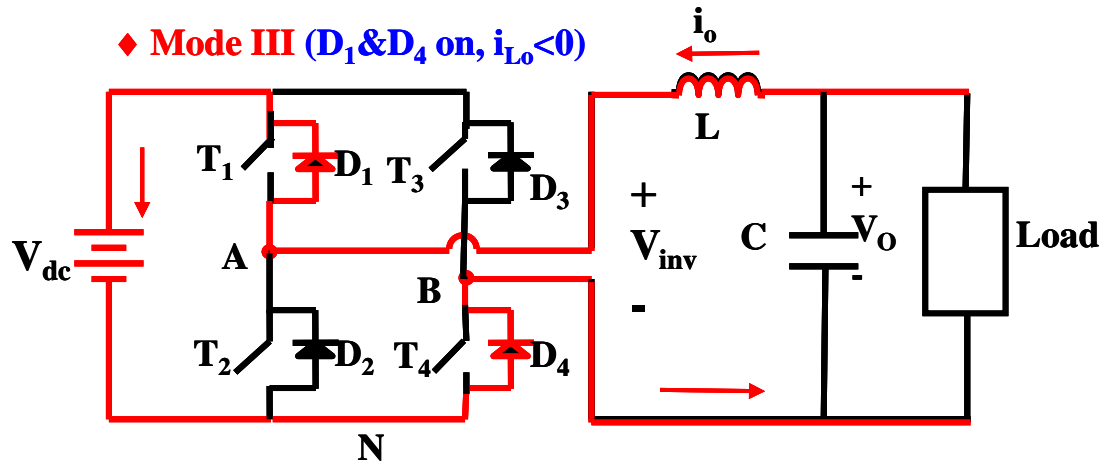
T2 (D2) and T4 (D4) on : $V_{inv} = 0$



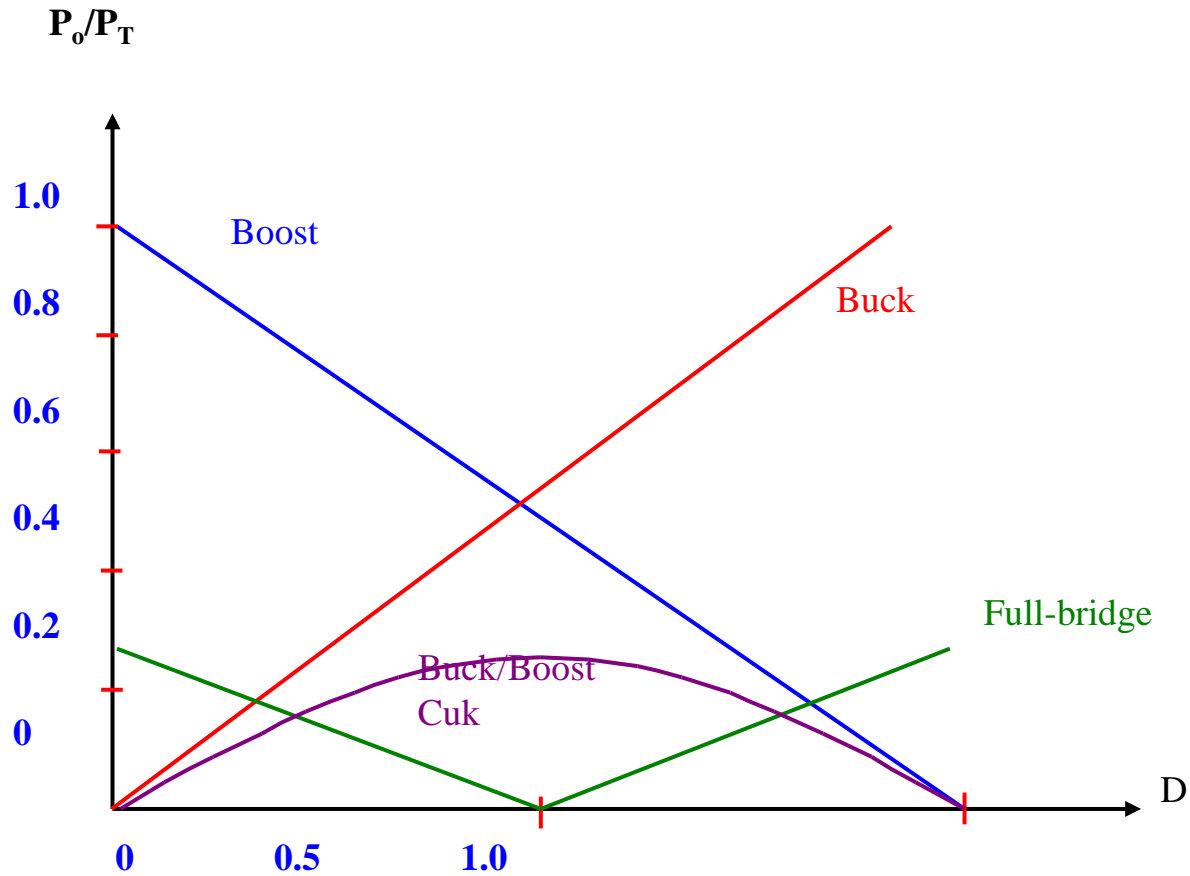
Mode 1,2



Mode 3,4



DC/DC converter comparison

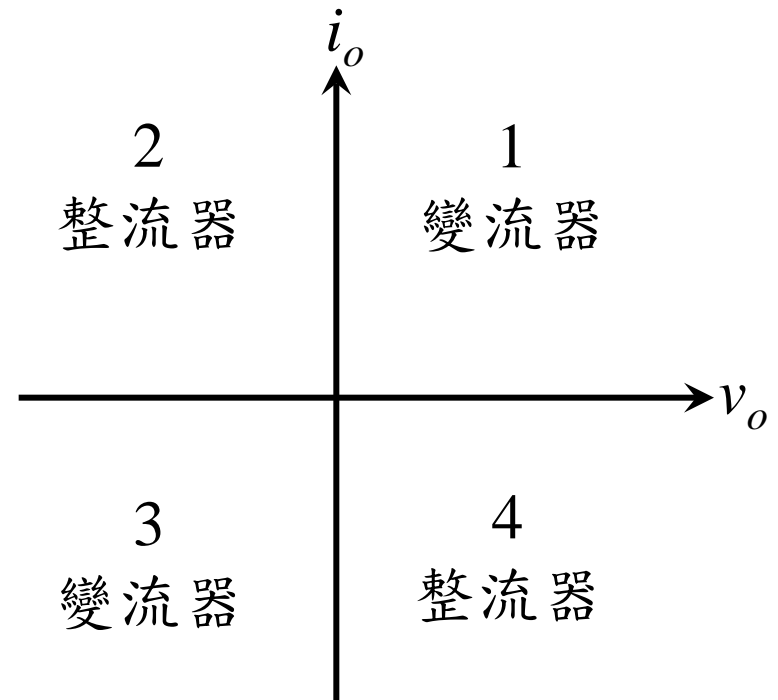
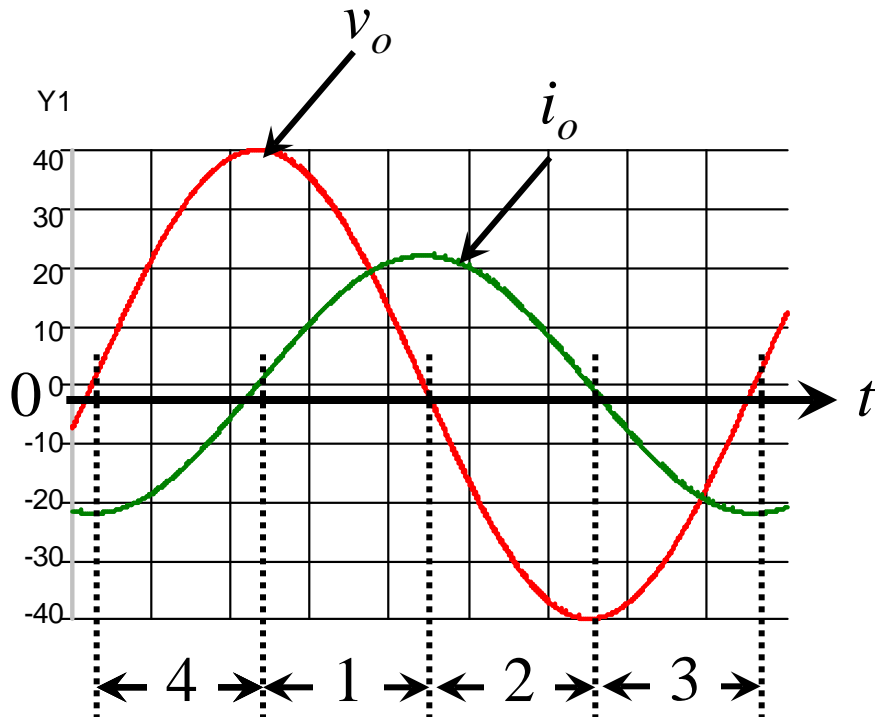


Inverter

- 切換式直流至交流變流器乃用以將直流電源轉換成振幅與頻率均可調的正弦式交流電源，主要用途為交流馬達驅動與交流不斷電電源供應器。主要可分為：
 - DC-AC converter
 - Half-bridge inverter
 - Full-bridge inverter

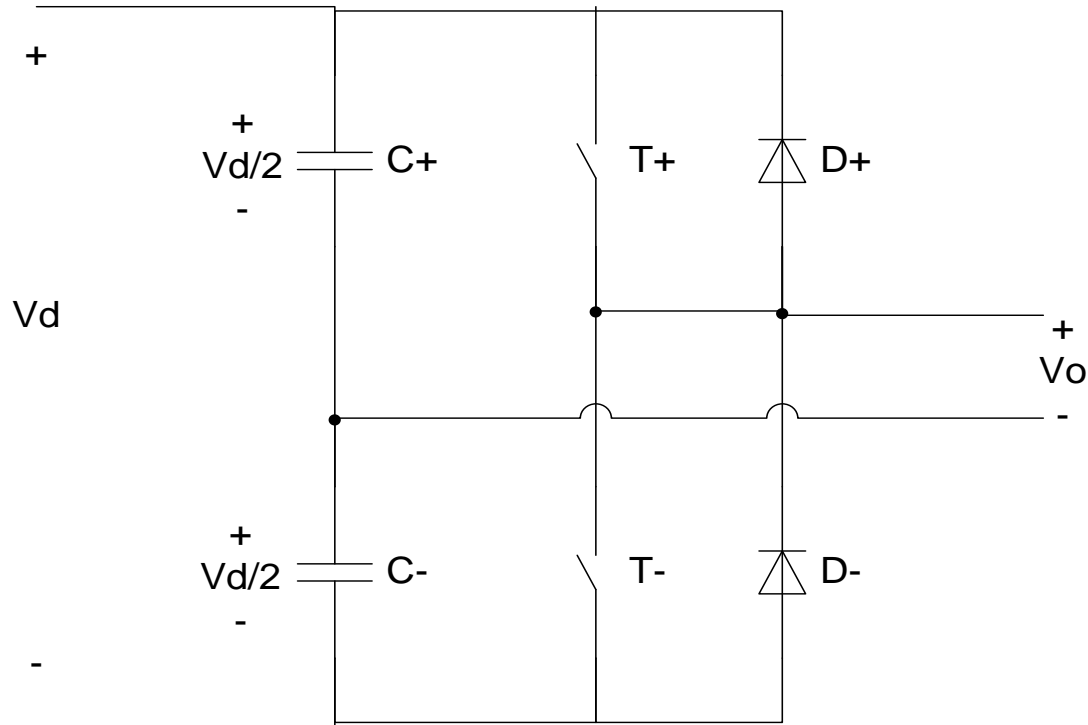
Inverter之基本觀念

- 考慮輸出電壓為一正弦波，若負載為電感性(如馬達)，則 i_o 落後 v_o 。在期間1及3中， v_o 與 i_o 同號(瞬時功率 p_o 為正)，為變流模式；在期間2及4中， v_o 與 i_o 異號(瞬時功率 p_o 為負)，為整流模式。



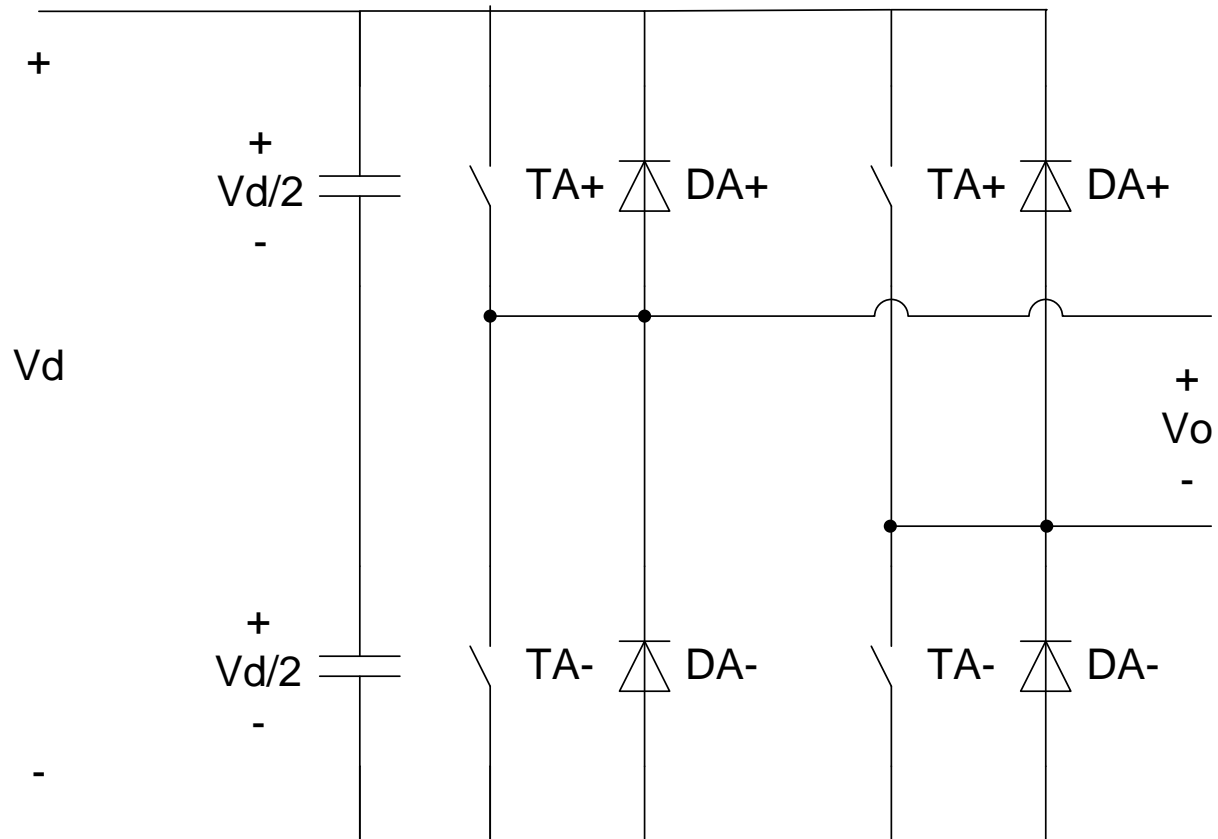
Half-bridge inverter

- 假設兩大小相同的大電容串接於直流輸出側，使兩電容上電壓為 $\frac{1}{2}V_d$ 。



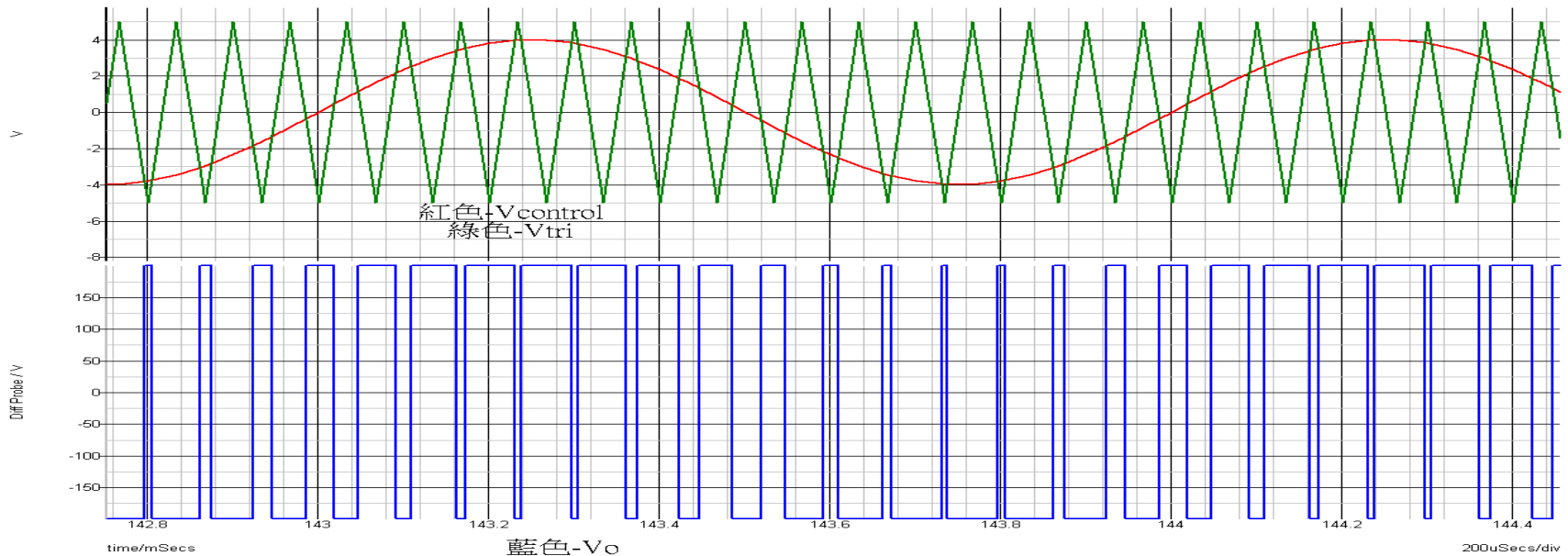
Full-bridge inverter

- Full-Bridge inverter之輸出電壓為半橋之兩倍。



PWM switching scheme(1/4)

- 開關切換控制利用一正弦波控制信號
控制信號 (V_{control}) 和三角波 (V_{tri}) 比較：
- $V_{\text{control}} > V_{\text{tri}}$, T_+ on , $V_o = V_d/2$
- $V_{\text{control}} < V_{\text{tri}}$, T_- on , $V_o = -V_d/2$



PWM switching scheme(2/4)

- 振幅調制指數 m_a

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \rightarrow \hat{V}_{control} : \text{正弦波振幅} \quad \hat{V}_{tri} : \text{三角波振幅}$$

- 頻率調制指數 m_f

$$m_f = \frac{f_s}{f_l} \rightarrow f_s : \text{三角波頻率} \quad f_l : \text{正弦波頻率}$$

PWM switching scheme(3/4)

- 當 m_f 很大時，可假設 V_{control} 於一切換週期內為一定值，因此：

$$V_{o1} = m_a \frac{V_d}{2} \quad (\text{輸出電壓基波})$$

- 輸出電壓諧波於切換頻率的整數倍（ m_f ， $2m_f$ ， $3m_f$ 等）左右要會形成一側頻
- m_f 若為奇數，可使輸出電壓有奇對稱及半波對稱，優點為 V_{AO} 僅有奇次諧波，且傅立葉級數之表示僅含Sine項

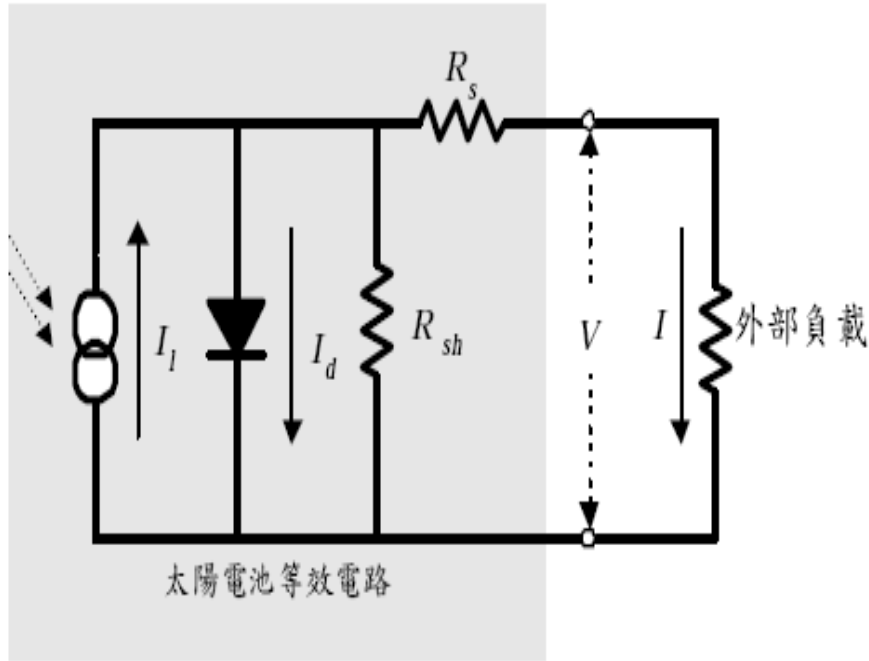
PWM switching scheme(4/4)

- 小 m_f 之情況必須使三角波形與控制信號同步，即 m_f 為整數，否則會造成次諧波現象
- m_f 必須為一奇數
- 大 m_f 時，由於PWM非同步所造成之次諧波現象並不嚴重，為方便起見可使用固定之三角波頻率

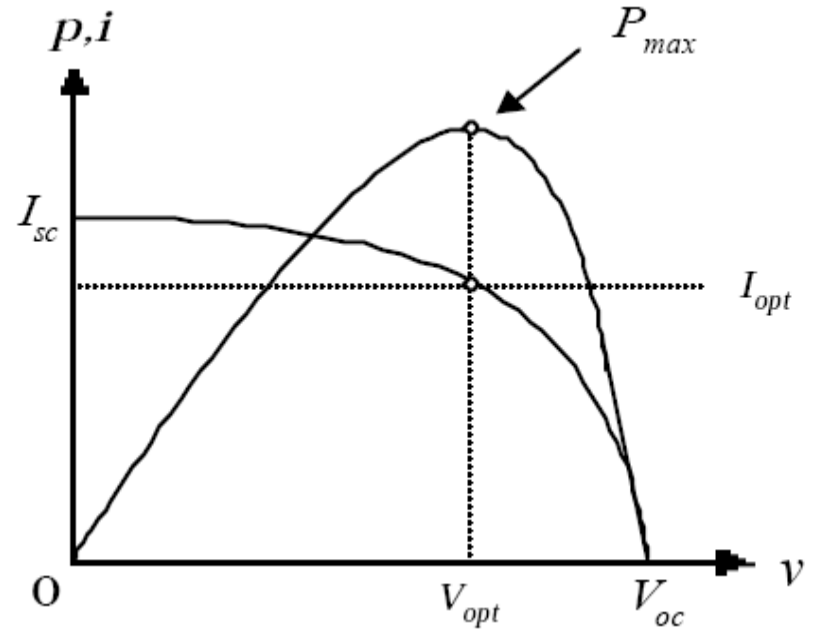
太陽能發電

- 由於太陽能發電系統會受日照強度, 模組溫度, 一些設備, 材料因素所影響, 為了使太陽能發電系統可以發揮到更大的功效, 所以必須討論太陽能發電系統的功率和一些保護系統的設備功能。

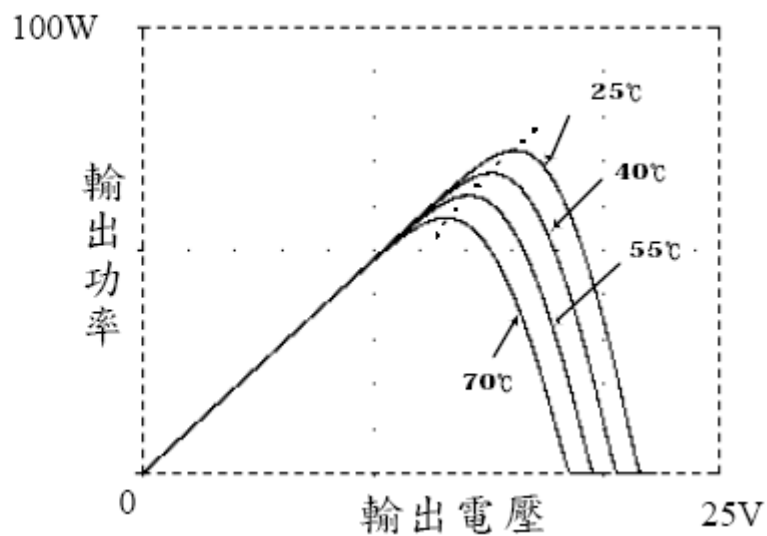
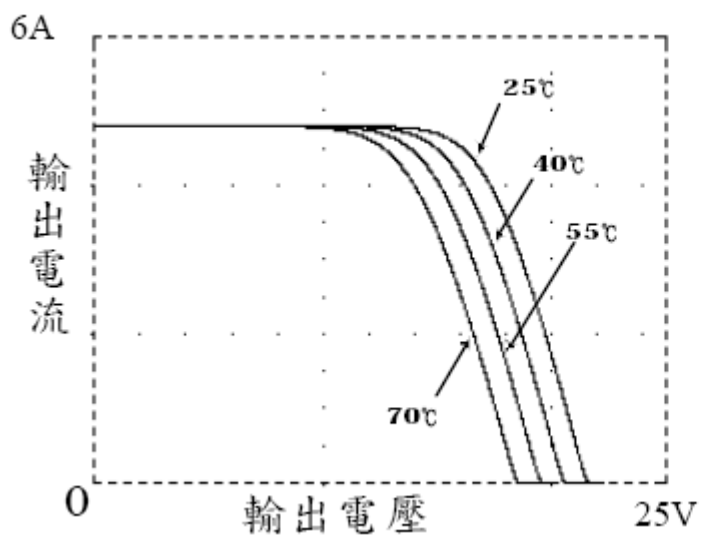
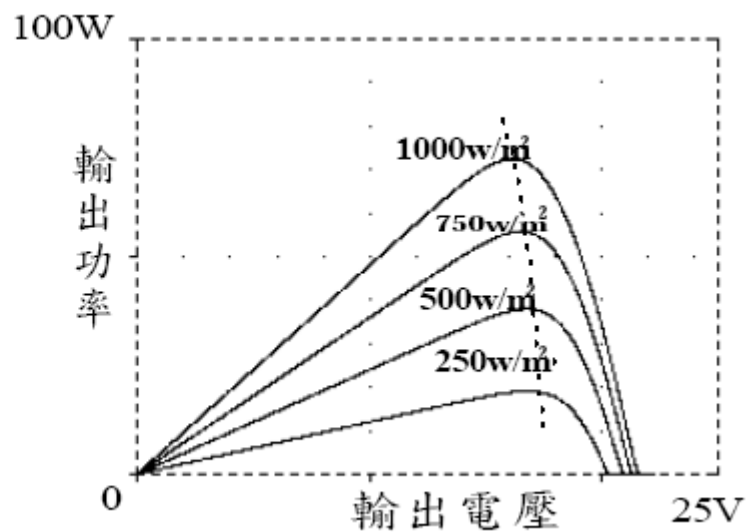
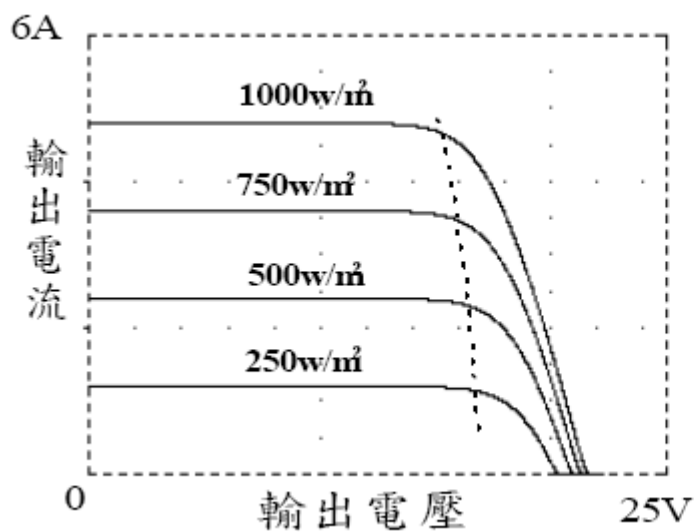
太陽能電池等效電路及特性曲線



(a) 太陽能電池等效電路圖



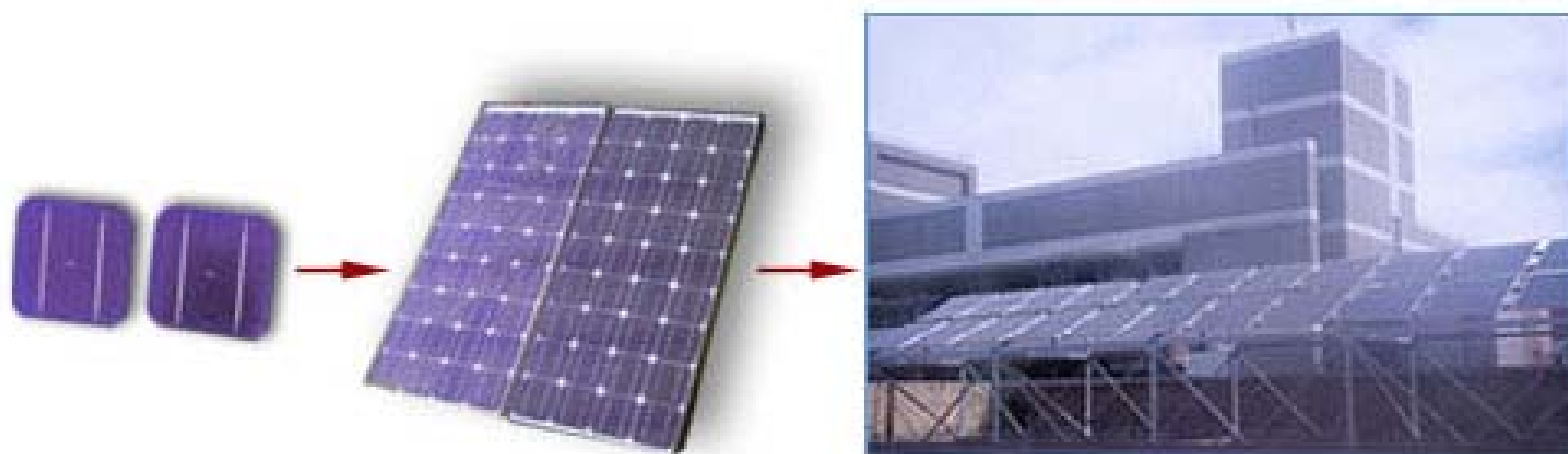
(b) 太陽能電池輸出特性曲線



太陽電池材料種類

太陽電池種類	半導體材料		市場模組發電轉換效率
矽(硅) silicon 目前太陽光電系統中應用最為廣泛	晶矽 Crystalline	單晶矽 Single Crystallin	12~20%
		多晶矽 Poly Crystallin	10~18%
	非晶矽 Amorphous	Si、SiC、SiGe、 SiH、SiO	6~9%
多化合物Compound 應用於太空及聚光型太陽光電系統	單晶 Single Crystallin	GaAs、InP	18~30%
	多晶 Poly Crystallin	CdS、CdTe、 CuInse	10~12%
奈米及有機 Nano & Organic 應用於有機太陽電池，屬研發階段	TiO_2		1% 以下

模板陣列說明



太陽電池

太陽電池模板

太陽電池組列

常見的太陽電池及模板外觀

單晶矽



太陽電池

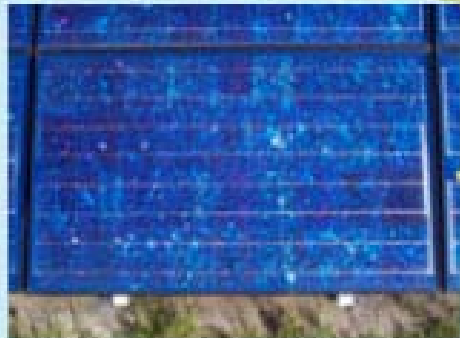


模板

多晶矽



太陽電池



模板

www.solarpv.org.tw

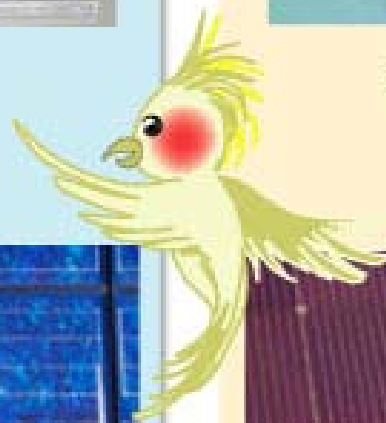
非晶矽



太陽電池



模板

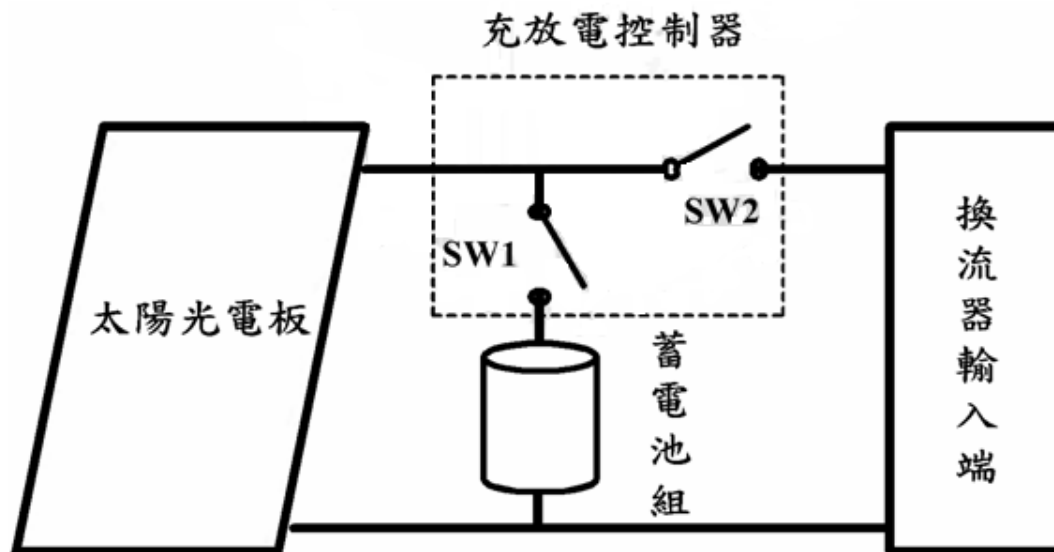


單晶、多晶及非晶矽

- 單晶矽：製程貴，發電量佳，礙於晶圓型式，多半截圓型或圓弧造型，鋪設時面積上無法達到最大利用及吸收。
- 多晶矽：製程上較便宜，發電量略遜單晶矽，可截為正方形，鋪設時可達到最大面積利用及吸收。
- 非晶矽：成本便宜，發電率較差，且容易造成裂質化。但由於可直接鍍在玻璃及塑膠上面，與建築物可做最佳結合。

充放電控制器

- 太陽能板吸收光轉換成電能通過充放電控制器對蓄電池充電,其功能主要有兩個.
 - A -對蓄電池充放電的保護
 - 在夜間或陰天提供電力
 - B-提供穩定的直流電給直流負載使用



最大功率點追蹤(MPPT)演算法

- 太陽光電池的電壓和電流並不是線性關係,不同的
大氣條件下日照量與溫度的工作曲線皆不同,但都
有一最大功率點(P_{max})即最佳工作點,而為了提高
效率並充份運用太陽光電板,需要一控制法則使得
太陽光電池隨時操作在最大功率點,即為MPPT.

追蹤法則

- 電壓迴授法
- 功率迴授法
- 擾動觀察法
- 增量電導法
- 直線近似法
- 實際量測法

最大功率點追蹤法	優點	缺點
電壓迴授法	最簡單	大氣條件大幅改變時,系統便不能自動地追蹤到太陽能光電池的另一個MPPT
功率迴授法	減少能量損耗以及提升整體效率	較為複雜且需較多的運算過程
擾動觀察法	結構簡單且需量測的參數較少	到達(P_{max})附近之後,會在其左右震盪,造成能量損耗,在大氣條件變化緩慢時更為嚴重
三點權位比較法	可降低傳統擾動觀察法中不明的干擾及判斷錯誤而造成的功率損失	運算時間比傳統擾動觀察法長以及在日照量快速變化下無法達到MPPT
增量電導法	可減少在 P_{max} 點附近的震盪,使其更能適應瞬息萬變的大氣條件	當感測器無法達到非常精密的量測時,其誤差是不可避免的
直線近似法	簡單且有一定的準確度	太陽光電池及元件的老化造成可能失去原有的準確性
實際量測法	以實際量測來建立參考模型,可避免因太陽光電池及元件的老化而失去準確度	對小功率系統不符合成本,對大功率系統需考慮覆蓋太陽能模組

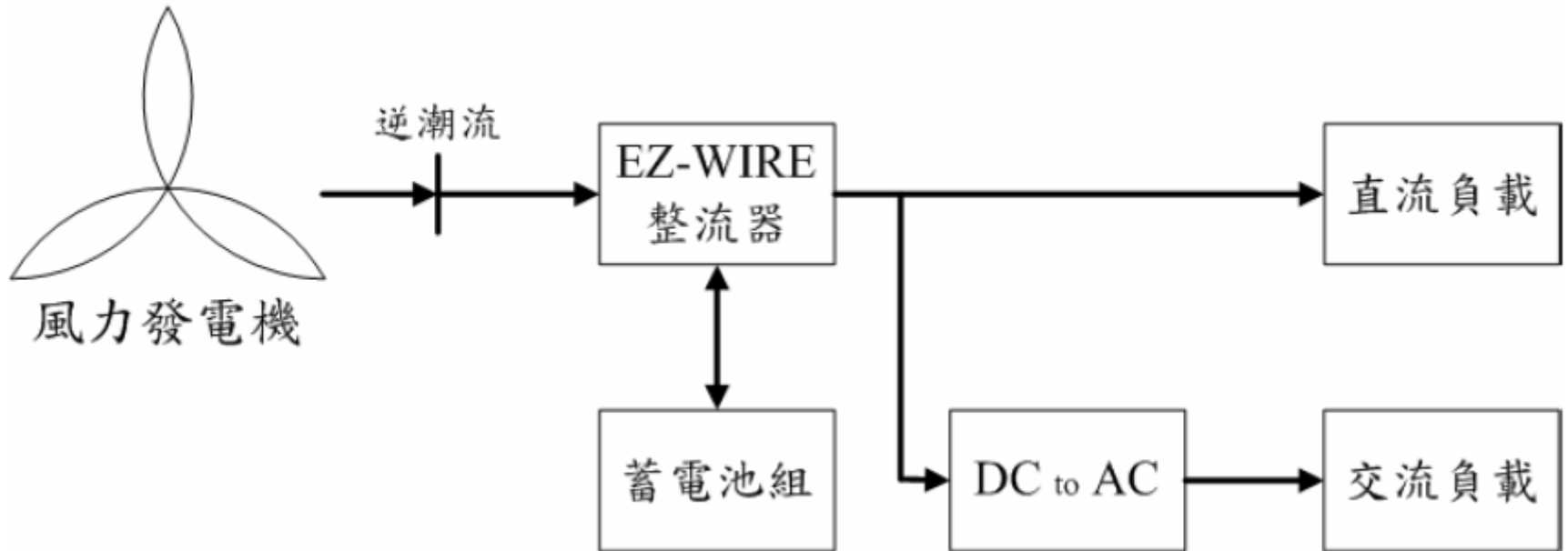
風力發電

- 原理：利用風力帶動風車葉片旋轉，再透過增速機將旋轉的速度提升，使發電機發電。
- 優點：不會產生輻射或空氣污染，而且取用不盡。
- 缺點：風向和風力時常改變，無法將能量集中，發電品質較不穩定。



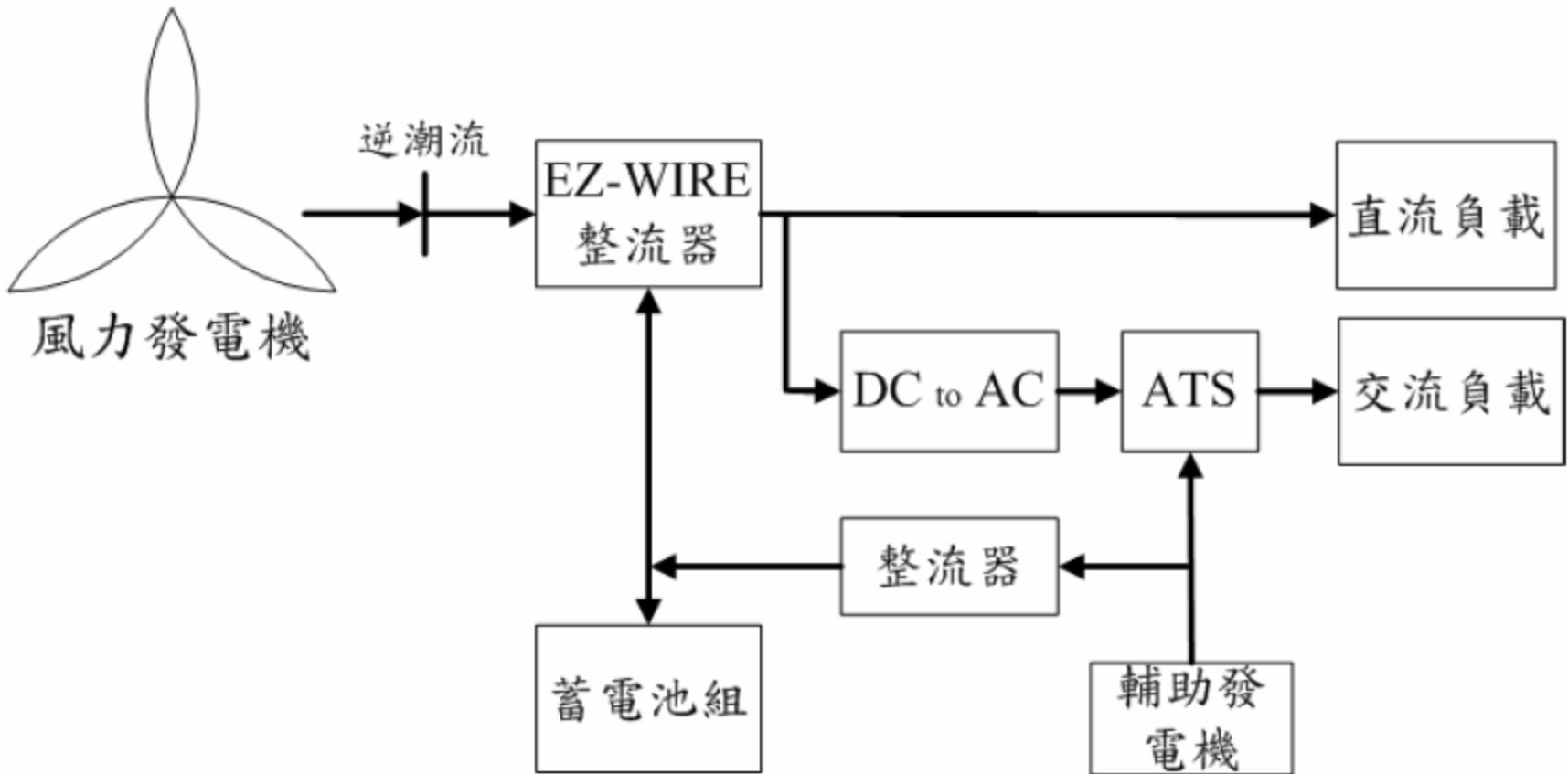
風力發電

- 獨立型風力發電系統



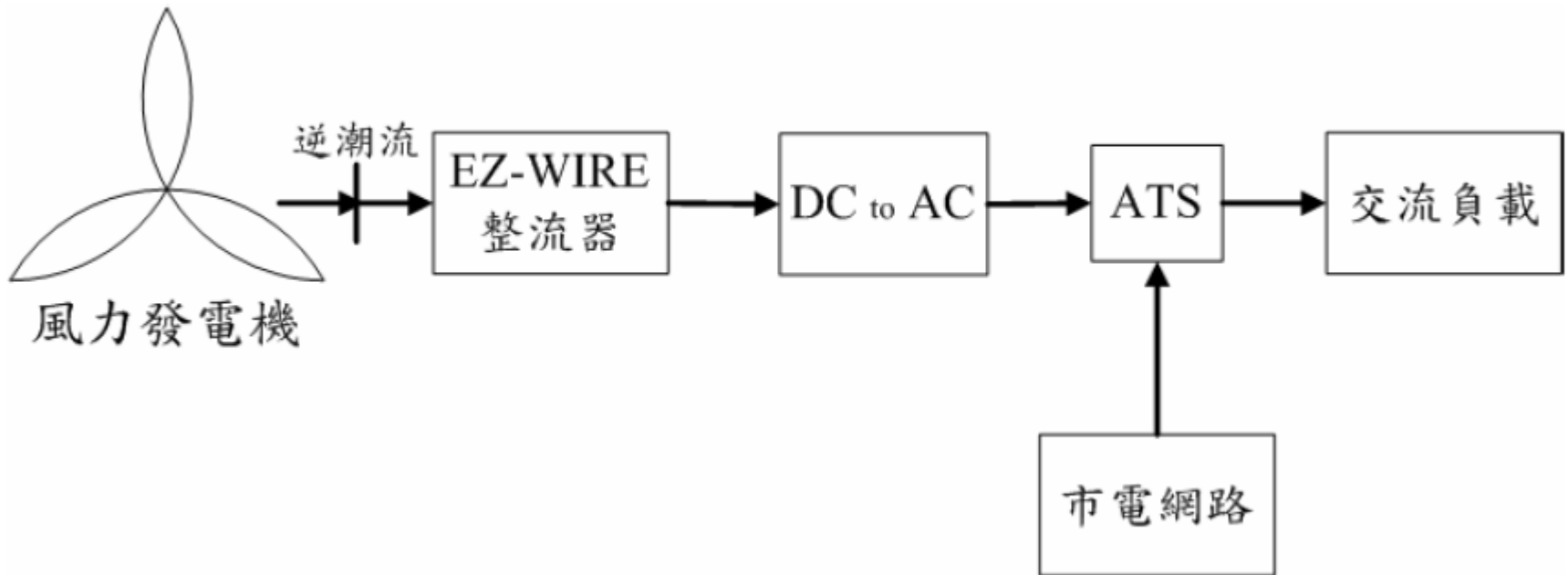
風力發電

- 混合型風力發電系統



風力發電

- 併聯型風力發電系統



風力發電的控制策略(1/5)

- 風力發電機組工作在下列狀態：
 - 運行狀態
 - 暫停狀態
 - 停機狀態
 - 緊急停機狀態

風力發電的控制策略(2/5)

- 運行狀態
 - 機械剎車鬆開
 - 允許機組並網發電
 - 機組自動調向
 - 液壓系統保持工作壓力
 - 葉尖阻尼板回收或變槳距系統選擇最佳工作狀態。

風力發電的控制策略(3/5)

- 暫停狀態：
 - 機械剎車鬆開
 - 液壓泵保持工作壓力
 - 自動調向保持工作狀態
 - 葉尖阻尼板回收或變距系統調整槳葉節距角向 90° 方向
 - 風力發電機組空轉。
- 這個工作狀態在調試風力發電機組時，其調試風力機的目的是為了要求機組的功能正常，而不一定要求發電運行。

風力發電的控制策略(4/5)

- 停機狀態
 - 機械剎車鬆開
 - 液壓系統打開電磁閥使葉尖阻尼板彈出，或變距系統失去壓力而實現機械旁路
 - 液壓系統保持工作壓力
 - 調向系統停止工作。

風力發電的控制策略(5/5)

- 緊急停機狀態：
 - 機械剎車與氣動剎車同時動作；
 - 緊急電路(安全鏈)開啟；
 - 電腦所有輸出信號無效；
 - 電腦仍在運行和測量所有輸入信號。
- 當緊停電路動作時，所有接觸器斷開，電腦輸出信號被旁路，使電腦沒有可能去啟動任何機構。