

Continuous-Wave Modulation

Introduction
Amplitude modulation
Linear modulation schemes
Frequency translation
Frequency-division multiplexing
Angle modulation
Frequency modulation
Superheterodyne Receiver

2-1/41

Introduction (1/3)

通訊系統的目的：傳information-bearing signals為baseband signals

Baseband:source information所產生原訊號的頻帶
為適當使用通訊通道，需移基頻到其他適合傳送的
頻率範圍，接收後對應的移回原頻率範圍

頻率範圍的移動由調變完成

調變：載波的一些特性依調變波(訊號)改變的程序

載波(carrier)：連續波調變使用的為弦波

調變波(modulating wave)：(通常)基頻訊號

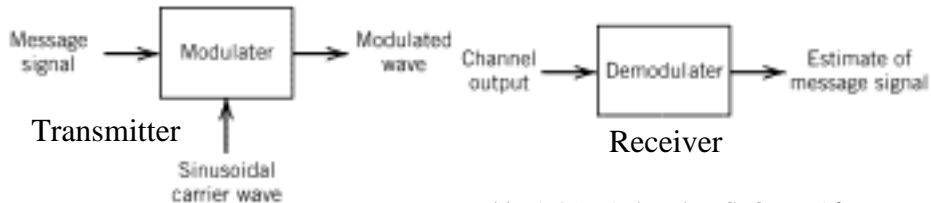
調後波(modulated wave)：調變過程之結果

調變在傳送端，接收端復原原基頻訊號，由解調程序來完成，其為調變程序之反向

2-2/41

Introduction (2/3)

連續波調變系統



接收端由於通道雜訊導致的效能衰減由所使用的調變類型所決定

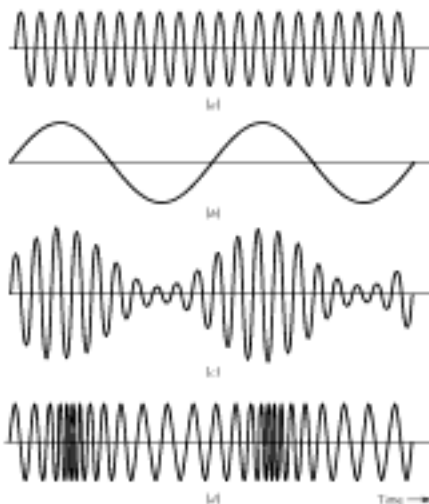
兩族連續波調變系統

調幅：弦波的載波之振幅依基頻訊號改變

調角：弦波的載波之角度依基頻訊號改變

2-3/41

Introduction (3/3)



Amplitude modulation vs.
Angle modulation

(a)為載波，(b)為調變波

(c)為振幅調後波

(d)為頻率調後波，調頻
為調角的一種

2-4/41

Amplitude modulation (1/4)

弦波的載波 $c(t)$ 、基頻波 $m(t)$ 、振幅調後波 $s(t)$

$c(t)=A_c \cos(2\pi f_c t)$ ， A_c 為載波振幅， f_c 為載波頻率

$m(t)$ 承載訊息

調幅：載波之振幅隨基頻訊號在一均值上線性

改變，一般 $s(t)=A_c[1+k_a m(t)]\cos(2\pi f_c t)$

k_a 稱為振幅靈敏度， A_c 及 $m(t)$ 單位常為vol，則 k_a 單位為 vol^{-1}

$s(t)$ 外封與 $m(t)$ 相同外形的兩個條件：

$|k_a m(t)| < 1$ and $f_c \gg W$ (message bandwidth)

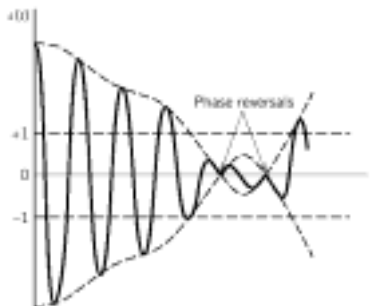
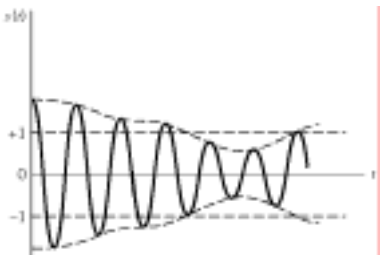
2-5/41

Amplitude modulation (2/4)

$|k_a m(t)| < 1$: 確保 $1+k_a m(t)$ 為正

若 $|k_a m(t)| > 1$ 則載波被過調，在 $1+k_a m(t)$ 交於0產生相位反轉，產生外封失真

調變百分率percentage modulation:
 $100k_a m(t)$

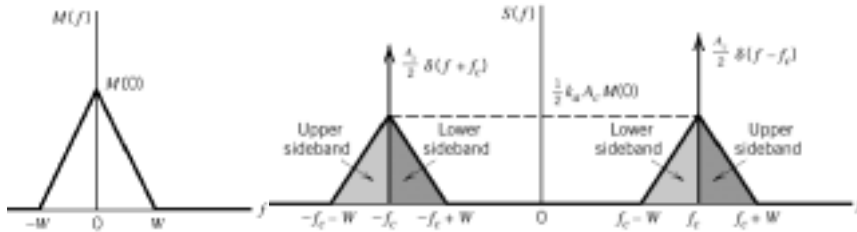


2-6/41

Amplitude modulation (3/4)

$$f_c \gg W$$

$$S(f) = A_c/2[\delta(f-f_c) + \delta(f+f_c)] + k_a A_c/2[M(f-f_c) + M(f+f_c)]$$



三點說明

$f_c > W$ 則原負頻變成可測(正)頻率，說明負頻之重要

$f_c > W$ 則邊帶不會重疊

在正頻，最大為 $f_c + W$ ，最小為 $f_c - W$ ，兩者差為傳輸頻寬 $B_T = 2W$

2-7/41

Amplitude modulation (4/4)

AM之優點及限制

優點：實作之簡易性

傳送器：使用非線性元件如切換調變器(含二極體)

接收器：使用非線性元件如外封偵測器

缺點：通訊資源(功率、頻寬)較浪費

功率：需送 $c(t)$ ，與 $m(t)$ 無關，所以浪費

頻寬：上下邊帶對稱於載波頻率，所以由一邊可知另一邊，因此就資訊傳輸而言，傳一帶邊即可

改良：抑制載波、修正邊帶

複雜性增加：複雜性與通訊資源之交易

使用線性調變：全調幅，因有載波的出現，嚴格而言為非線性

2-8/41

Linear modulation schemes (1/12)

前言

一般表示法: $s(t) = s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t)$

三種線性調變, $s_I(t)$ 及 $s_Q(t)$ 有不同的定義

DSB-SC: 只送兩邊帶不送載波($m(t), 0$)

SSB: 只送某一邊帶($m(t)/2, \pm m(t)/2$)

VSB: 送一殘邊帶及另一相關修改邊帶

$s_I(t)$ 及 $s_Q(t)$ 之角色

$s_I(t)$: 只與 $m(t)$ 有關

$s_Q(t)$: 濾過的 $m(t)$, $s(t)$ 被修改的程度只與 $s_Q(t)$ 有關, 所以視為對 $s_I(t)$ 干擾

2-9/41

Linear modulation schemes (2/12)

DSB-SC modulation

常由乘積調變器產生

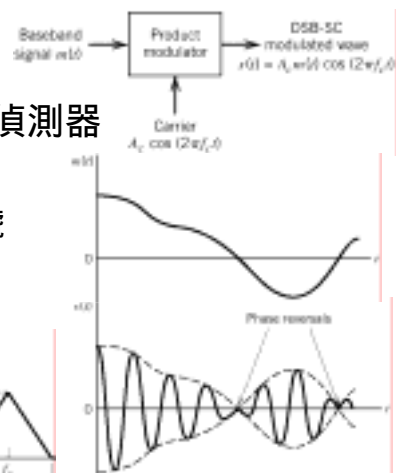
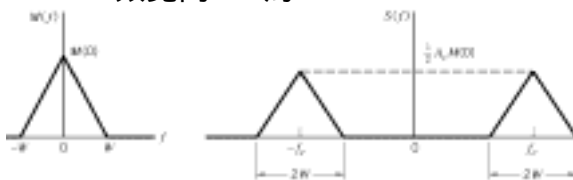
會有相位反轉, 不能用外封偵測器

$$S(f) = A_c [M(f - f_c) + M(f + f_c)] / 2$$

除大小外, 調變實為基頻訊號

頻譜轉移 $\pm f_c$

頻寬同AM為 $2W$



2-10/41

Linear modulation schemes (3/12)

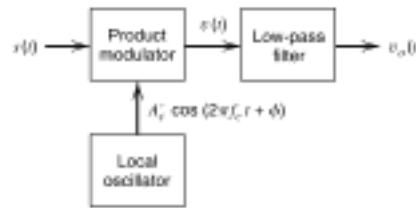
Coherent detection (Synchronous demodulation)

由乘上本地產生的弦波再經低通濾波，假設本地振盪器的訊號與 $c(t)$ 在頻率及相位皆相參(同步)
考慮相位不同(相乘再積化和差)

$$v(t) = A_c A_c' \cos(4\pi f_c t + \phi) m(t) / 2 + A_c A_c' \cos \phi m(t) / 2$$

第一項為使用 $2f_c$ 載波的DSB-SC調變

第二項與 $m(t)$ 成正比

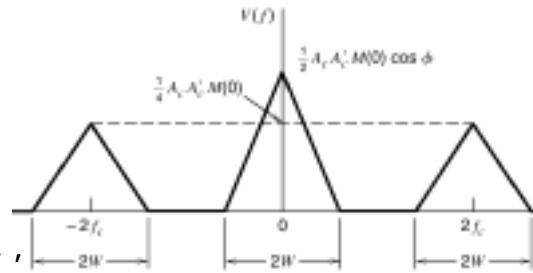


2-11/41

Linear modulation schemes (4/12)

由 $V(f)$ 來看

第一項可使用
低通濾波器濾掉，
所以 $v_o(t) = A_c A_c' \cos \phi m(t) / 2$



ϕ 的影響

$v_o(t)$ 最大值發生在 $\phi=0$ ， $v_o(t)$ 最小值在 $\phi=\pm\pi/2$
最小得零解調訊號此即相參偵測器的正交零效應
實際的 ϕ 是隨機的，因通訊通道是隨機變化的，
所以本地振盪器在頻率及相位需有完美的同步

2-12/41

Linear modulation schemes (5/12)

Costas receiver

實際的同步接收器

有兩個相參偵測器

輸入皆DSB-SC wave

本地振盪器訊號相位正交

相位之影響： $\phi=0$ 時，I通道之輸出含 $m(t)$ ，Q通道輸出0

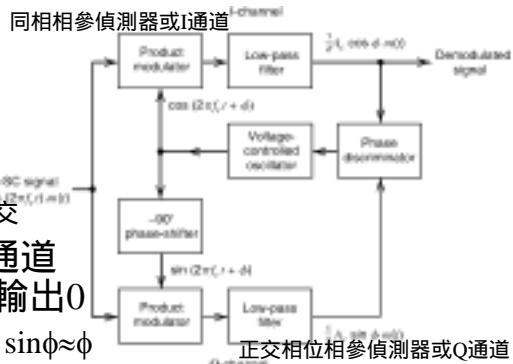
ϕ 飄移一點點： $\cos\phi\approx 1$ ， $\sin\phi\approx\phi$

I輸出幾乎未變，Q輸出少量訊號與 ϕ 成正比

相位鑑別器：IQ相乘再低通，IQ輸出視 ϕ 之正負而同反相

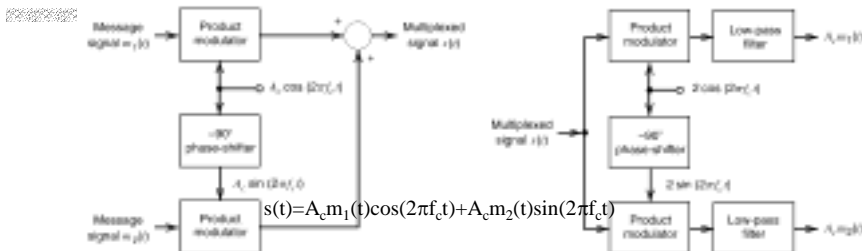
VCO：由鑑別器輸出之DC訊號自動校正相位誤差

Costas接收器與調變同時靜止，調變再度出現則鎖相重建，對聲音傳輸這種鎖住程序很快，所以無失真可感受



2-13/41

Linear modulation schemes (6/12)



Quadrature-carrier multiplexing (or QAM)

利用相參偵測器的正交零效應，一種頻寬守恆方法

兩DSB-SC調後波(來自兩獨立訊息)共用同一通道

傳送器使用兩分離調變器，其載波差九十度，合成的頻寬仍為 $2W$

可視為I成分 $A_c m_1(t)$ 及Q成分 $A_c m_2(t)$ 之多工

接收器將多工訊號同時送至兩分離相參偵測器，其相位差九十度

正常運作需相位及頻率同步，所以使用引導訊號在調後訊號之頻帶外，其為低功率單頻音，頻率與相位與 $c(t)$ 相關，接收器使用適當的調音電路再轉至正確頻率用在相參偵測器

2-14/41

Linear modulation schemes (7/12)

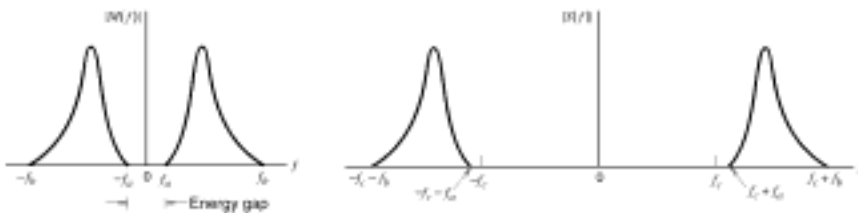
Single sideband

使用頻率鑑別法，有兩級動作完成

第一級乘積調變器，產生DSB-SC調後波

第二級帶通濾波器，用以通過一邊帶抑制另一邊帶

實際的困難來自不要的邊帶，其與要的邊帶分開的最近頻率為 $m(t)$ 最低頻率的兩倍。此意味 $m(t)$ 需有以原點為中心的能量缺口。語音有600 Hz(-300-300)的缺口



Linear modulation schemes (8/12)

頻率鑑別器中帶通濾波器的三個需求

三需求：要的邊帶需在通帶內、不要的邊帶需在滯帶內、分離通帶及滯帶的過渡帶為訊息最低頻率的兩倍
這種頻率鑑別器需使用高選擇性過濾器，實際上只能用石英共振器

SSB的解調：使用相參偵測器將 $s(t)$ 乘上本地產生的載波，再經低通濾波器

此需完美同步，可用以下兩法之一

除選擇的邊帶外亦傳送一低功率導引載波

使用高穩定的振盪器，調至載波相同頻率

必有相位誤差導致解調後訊號的相位失真(在每個頻率)

此種失真在語音通訊(唐老鴨聲音效應)可以接受，但在音樂及視訊通訊則無法接受

Linear modulation schemes (9/12)

Vestigial sideband modulation

傳送一部分抑制的邊帶及用以補償抑制的另一殘餘邊帶，VSB調變使用頻率鑑別法

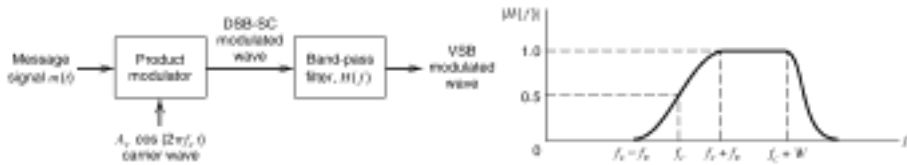
產生DSB-SC再經帶通濾波器

帶通濾波器特別設計以區分VSB及SSB

為簡化只畫正頻且正規化後的 $|H(f)|$, $|H(f_c)|=1/2$

頻率響應切斷部分 $(f_c - f_v \leq |f| \leq f_c + f_v)$ 為奇對稱，滿足兩點在 f_c 等距的兩點其 $|H(f)|$ 和=1

$\text{Arg}(H(f))$ 為線性。結果 $H(f-f_c) + H(f+f_c) = 1, -W \leq f \leq W$



2-17/41

Linear modulation schemes (10/12)

在有害關係以外的頻帶 $(|f| > W + f_c)$ 之頻率響應可任意規格

傳輸頻寬 $B_T = W + f_v$

$$s(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) / 2 \pm A_c m'(t) \sin(2\pi f_c t) / 2$$

\pm 為傳送上下邊帶的殘餘部分

$m'(t)$: $m(t)$ 經響應為 $H_Q(f)$ 的濾波器

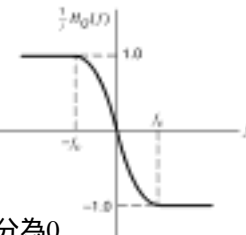
$$H_Q(f) = j[H(f-f_c) - H(f+f_c)], -W \leq f \leq W$$

正交成分用以干擾(削弱)同相成分

使之成某一邊帶功率降低，

另一邊帶只剩殘餘部分

SSB為VSB之一特例，其中殘餘部分為0，即 $f_v = 0$



2-18/41

Linear modulation schemes (11/12)

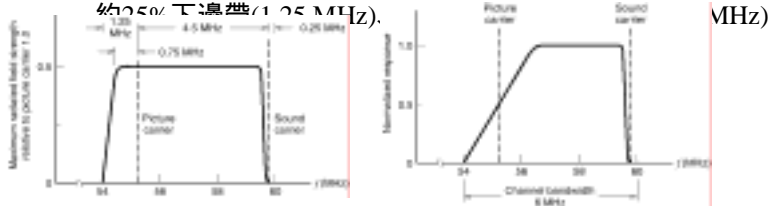
Television signals

影響調變格式的兩個因素

電視訊號有大頻寬及重要的低頻訊號(所以無間空，不能使用SSB)，建議使用VSB

雖如此較省頻寬，但因傳送器功率高，若要嚴格濾波較昂貴，所以傳送端非徹底的VSB。但在低功率的接收器則有VSB濾波器。整體效能同傳統VSB除了一些浪費的功率及頻寬

北美標準每個電視通道6 MHz，內含全部上邊帶(4.5 MHz)、約25%下邊帶(1.25 MHz)。



2-19/41

Linear modulation schemes (12/12)

接收器電路需簡單便宜，建議使用外封偵測，所以要加上載波至VSB調後波

外封偵測用在VSB調後波及載波產生波形失真

波形失真來自於正交成份

加上載波至乘上 k_a (以防過調，使外封失真的)VSB調後波， $s(t)=A_c[1+k_a m(t)/2]\cos(2\pi f_c t)\pm A_c k_a m'(t)\sin(2\pi f_c t)/2$

外封偵測器的輸出 $a(t)=|s(t)|$ (2.18)

失真視 $k_a m'(t)$ 而定

降低失真的方法

降低 k_a

降低 $m'(t)$ ，藉由增加殘邊帶的寬度(使頻率響應大小降低)。商用上使用0.75 MHz或1/6全邊帶，當 k_a 接近1時仍可得可容忍範圍

2-20/41

Frequency translation (1/2)

SSB調變實為頻率轉移的一種形式

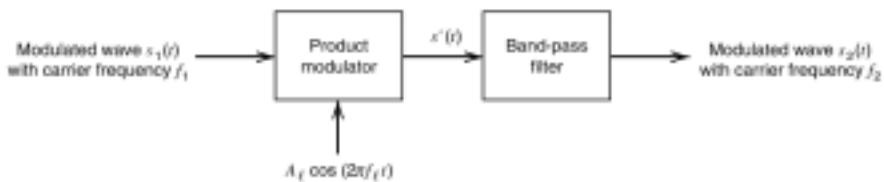
故SSB調變亦稱為頻率改變、混頻、外差頻

在SSB調變中正頻上移 f_c ，對稱地負頻下移 f_c

頻率轉移一般化

將調後波由 f_1 依需要上移，則載波由 f_1 改至新的 f_2

使用混頻器：乘積調變器，再接上帶通濾波器



2-21/41

Frequency translation (2/2)

混頻器運作： $s'(t)$ 可視為兩成份(上下邊帶)相加

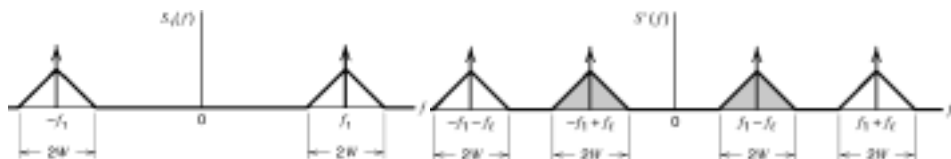
上轉：移至 $f_2=f_1+f_c$ ，則無影部分為要的，有影部分為映像訊號，此種混頻器稱為升頻轉換器

下轉：移至 $f_2=f_1-f_c$ ，則有影部分為要的，無影部分為映像訊號，此種混頻器稱為降頻轉換器

f_2 需大於 W ，以免邊帶重疊

帶通濾波器的目的：通過要的調後訊號，消去相關的映像訊號。藉調校帶中頻率= f_2 ，及指定頻寬=調後訊號之頻寬。

混頻是線性運作，其輸出保留了輸入調後訊號之邊帶對載波的關係



2-22/41

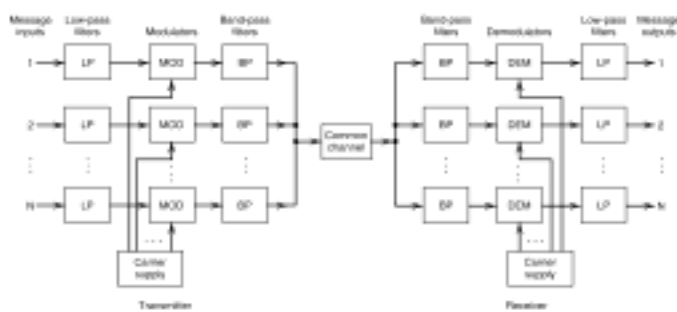
Frequency-division multiplexing (1/3)

多工：一些獨立訊號合成一個組合訊號
適合在一共用通道上傳輸

兩大類

FDM: 以頻率來分隔訊號

TDM: 以時間來分隔訊號



2-23/41

Frequency-division multiplexing (2/3)

FDM系統

傳送器

輸入訊號：低通類型

低通濾波器：移去對訊號表達無貢獻，但卻會干擾共享共用通道的其他訊息訊號之高頻成分。
若輸入訊號頻帶起初即已夠有限則可不用

調變器：將頻率範圍移至相互排外的頻率區間

載波供應：供應執行頻率轉移所需之載波頻率

調變：可使用任一種調變方法，在FDM常使用SSB，聲音通常使用4 kHz

帶通濾波器：限制調後波至規定範圍，其輸出平行組合至共用通道

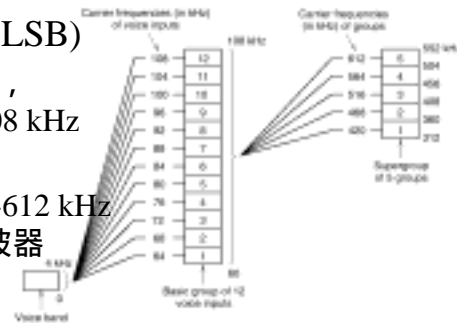
2-24/41

Frequency-division multiplexing (3/3)

接收器：平行的BP以頻率為基礎分離訊息，
最後再由個別的解調器恢復原訊號
為雙向傳輸，上圖需重複一份用在另一方向

例子：聲音的FDM(皆取LSB)

12個聲音合成basic group，
 $f_c = 60 + 4n$ kHz，頻率60-108 kHz
5 basic group=supergroup，
 $f_c = 372 + 48n$ kHz，頻率372-612 kHz
(用此頻帶，有經濟型濾波器
僅在一有限頻率範圍內)



→ mastergroup → very large group

2-25/41

Angle modulation (1/2)

前言

角度隨基頻訊號改變，但振幅保持一定
對雜訊及干擾有較好的鑑別力，但傳輸頻寬增加
頻寬與雜訊效能的交易，此在AM是不可能的

Basic definitions

角度調後波 $s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)]$, $2\pi f_i (= \omega_i) = d\theta_i(t)/dt$

未調載波 $\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \phi_c$ ，一般兩種調角方式

PM: $\theta_i(t)$ 隨 $m(t)$ 線性改變， $\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t)$ ， k_p 為調變器的相位靈敏度， $s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)]$

FM: $f_i(t)$ 隨 $m(t)$ 線性改變， $f_i(t) = f_c + k_f m(t)$ ， k_f 為調變器的頻率靈敏度， $\theta_i(t) = (2.25)$ ， $s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt]$

2-26/41

Angle modulation (2/2)

PM、FM對AM的兩個不同點

PM、FM訊號的zero crossings (波形突然正負的轉變)在空間上不再有完好的規律

PM、FM訊號的外封是定值(同載波振幅)

PM與FM的關係(比較在上頁之s(t))

FM可視為PM: 只要把積分m(t)當成訊息訊號

PM可視為FM: 只要把微分m(t)當成訊息訊號



2-27/41

Frequency modulation (1/12)

前言

$s(t)$ 是 $m(t)$ 的非線性函數，即FM非線性調變程序

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t), \quad f_i = f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t),$$

$$\theta_i = 2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t), \quad s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)]$$

$\Delta f = k_f A_m$ 為頻率偏移：FM訊號瞬間頻率自載波頻率的
最大偏移，與 $m(t)$ 之振幅成正比，與 f_c 無關

$\beta = \Delta f / f_m$ 為調變指標：相位偏移即 θ_i 自 $2\pi f_c t$ 之最大偏
移，單位為徑度此值用以區分窄頻FM或寬頻FM

窄頻FM： β 小於一個徑度

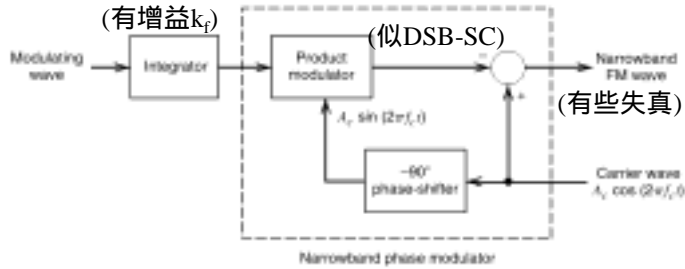
寬頻FM： β 大於一個徑度

2-28/41

Frequency modulation (2/12)

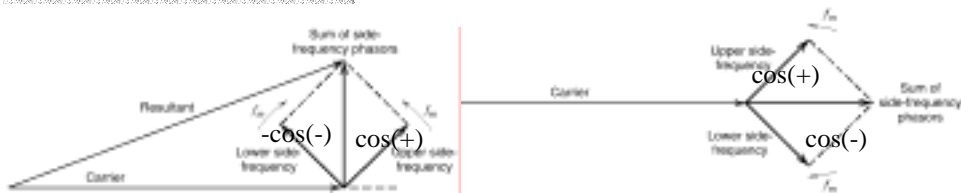
Narrowband frequency modulation

(2.33)展成(2.34), 又 $\beta \sin(2\pi f_m t) \approx 0$, 得
 $s(t) \approx A_c \cos(2\pi f_c t) - \beta A_c \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_m t)$



與理想狀況有兩點差異, 若 $\beta \leq 0.3$ 則可忽略
 外封因有殘餘的AM所以會隨時間改變
 角度有諧波失真, f_m 二階以上不見了(理想的有)

Frequency modulation (3/12)



與AM之比較

FM: (2.35)積化和差得(2.36); AM: (2.27)代入(2.2)
 再積化和差得(2.37) ($\mu = k_a A_m$ 為調變因子)

所以窄頻FM訊號與AM需相同頻寬 $2f_m$

FM: (2.36)中兩邊頻phasors結果與載波垂直, 所以
 整個結果大小與載波接近, 但有相位差

AM: (2.37)中兩邊頻phasors結果與載波同向, 所以
 整個結果大小與載波不同, 但相位同向

Frequency modulation (4/12)

Wideband frequency modulation

將 $s(t)$ 表為級數和(利用bandpass分析法)

$s(t)$ 非週期(除非 f_c 為 f_m 的整數倍), 但複數外封
 $A_c \exp[j\beta \sin(2\pi f_m t)]$ 為週期函數且有Fourier係數
 $c_n = A_c J_n(\beta)$, 得 $s(t)=(2.48)$, $S(f)=(2.49)$

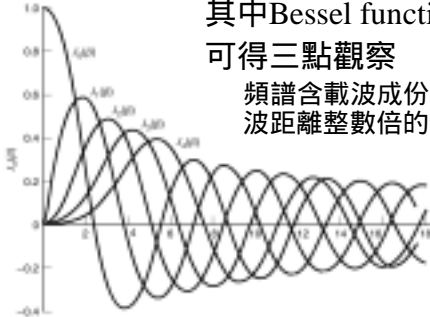
其中Bessel function有(2.50)(2.51)(2.52)的特性

可得三點觀察

頻譜含載波成份及無限多組邊頻, 對稱於載波, 與載波距離整數倍的 f_m

β 夠小時僅 $J_0(\beta)$ 及 $J_1(\beta)$ 有貢獻, 所以只有載波及一對邊頻在 $f_c \pm f_m$

每個成份的振幅皆只與給定 β 有關, 所以FM訊號之外封為定值, 平均功率(2.53)或由(2.48)得(2.54)亦同



2-31/41

Frequency modulation (5/12)

例子

$m(t)$ 的頻率不變、
振幅改變

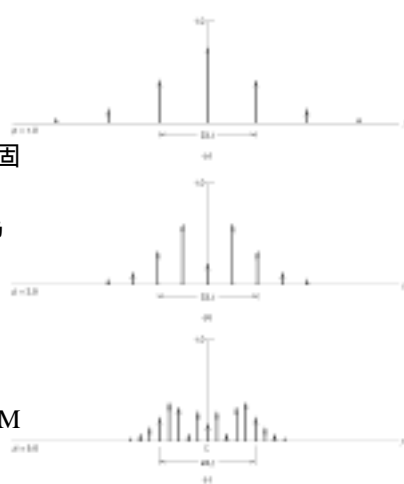
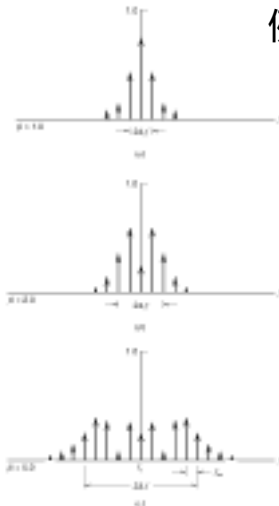
每個成份的間隔固定, 因為 f_m 固定

$A_m \uparrow \Rightarrow \Delta f \uparrow$ 且因為 f_m 固定, 所以 $\beta \uparrow$

$m(t)$ 的頻率改變、
振幅不變(Δf 不變)

$\Rightarrow f_m$ 與 β 成反比)

β 趨近無限大, FM訊號之頻寬趨近 $2\Delta f$ 的極限值



2-32/41

Frequency modulation (6/12)

Transmission bandwidth of FM signals

理論上是無限，但實際上在可特定量的失真下可有效地限制在有限數目的重要邊頻

邊頻偏離 f_c 大於 Δf ，其值快速降向 0

β 為大值：頻寬趨近(稍大) $2\Delta f$

β 為小值：FM 訊號有效侷限在載波及一對邊頻 ($f_c \pm f_m$)，所以頻寬趨近 $2f_m$

兩種預估頻寬的方法

Carson's rule: $B_T \approx 2\Delta f + 2f_m = 2\Delta f(1 + 1/\beta)$

保留邊頻振幅大於某一選擇值(常用未調載波振幅的 1%)

2-33/41

Frequency modulation (7/12)

傳輸頻寬即為某兩頻率的間隔，在這兩頻率之外無邊頻大於未調載波振幅的 1%

則 $B_T = 2n_{\max}f_m$ ，其中 n_{\max} 為使 $|J_n(\beta)| > 0.01$ 之最大 n

如圖， β 增加，則重要邊頻所佔頻寬下降，接近真正載波頻率之偏移範圍，即 β 愈小，相對地愈浪費傳輸頻寬(即多送了一些不必要的)

一般非單頻案例： $m(t)$ 有最高頻率成份 W

偏移率 $D = \Delta f / W$ ，角色如同 β

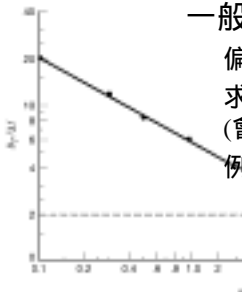
求傳輸頻寬： D 取代 β ， W 取代 f_m ，再使用 Carson's rule (會低估) 或 universal curve (會高估)，最好取兩者之間

例子： $\Delta f = 75$ kHz， $W = 15$ kHz，則 $D = 5$

Carson's rule 得 180 kHz

Universal curve 得 240 (= $16W$ ，查表得 $2n_{\max} = 16$) kHz

實際使用 200 kHz



2-34/41

Frequency modulation (8/12)

Generation of FM signals

兩種方法

直接調頻：用VCO使載波頻率直接隨 $m(t)$ 而變

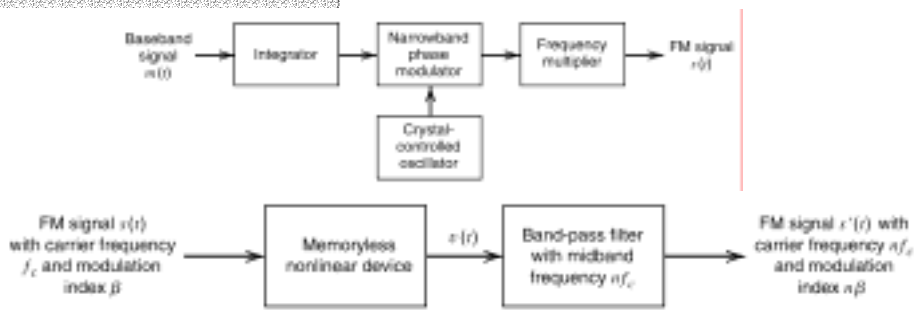
間接調頻：先產生窄頻FM，再用頻率乘法增加頻率偏移至所要的程度。如在商用的廣播無線電，當考慮載波頻率穩定性時，此法為最佳選擇

間接調頻

先積分 $m(t)$ ，再去調相石英控制振盪器(為頻率穩定性)。為最小化調相器的失真， β 保持在較小值(如此訊號較小，使非線性元件較符合線性條件)，所以產生窄頻FM訊號

2-35/41

Frequency modulation (9/12)



頻率乘法器：非線性裝置+帶通濾波器

非線性裝置(n 次幂定律裝置)：無記憶，即無能量儲存元件。輸出輸入一般關係式為(2.56)， n 為非線性之最高階。

帶通濾波器：帶中頻率為 nf_c ，頻寬 n 倍於 $s(t)$ 。頻率乘率 = 輸出瞬間頻率(2.59)/輸入瞬間頻率(2.57) = n

2-36/41

Frequency modulation (10/12)

Demodulation of FM signals

頻率解調

從頻率調後波恢復原調變訊號的過程

目標：產生調頻器相反的轉換特性

直接方法：頻率鑑別器，其瞬間輸出振幅直接與輸入 FM 訊號的瞬間頻率成正比

間接方法：鎖相迴路(PLL, phase-locked loop)

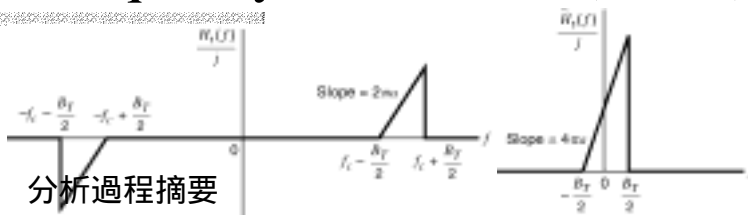
頻率鑑別器：斜率電路+外封偵測器

理想斜率電路：頻率響應為純虛數，在某事先規劃的頻率區間對頻率成線性改變

因 FM 訊號為帶通訊號，所以使用同形物(實數值的帶通濾波器與複數值低通濾波器)

2-37/41

Frequency modulation (11/12)



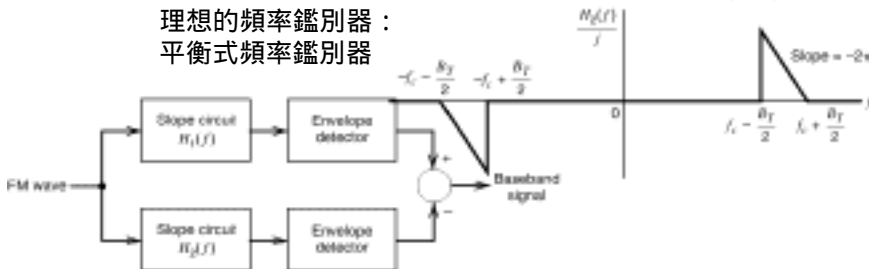
分析過程摘要

$$H_1(f) \rightarrow \tilde{H}_1(f), s(t) \rightarrow \tilde{s}(t), \tilde{S}_1(f) = \tilde{H}_1(f) \tilde{S}(f) / 2 \rightarrow \tilde{s}_1(t) \rightarrow (s_1(t) \rightarrow |s_1(t)|)$$

$$\text{因有偏壓，使用互補斜率電路消去 } \tilde{H}_2(f) = \tilde{H}_1(-f) \rightarrow |\tilde{s}_2(t)| \Rightarrow s_0(t) \quad (2.71)$$

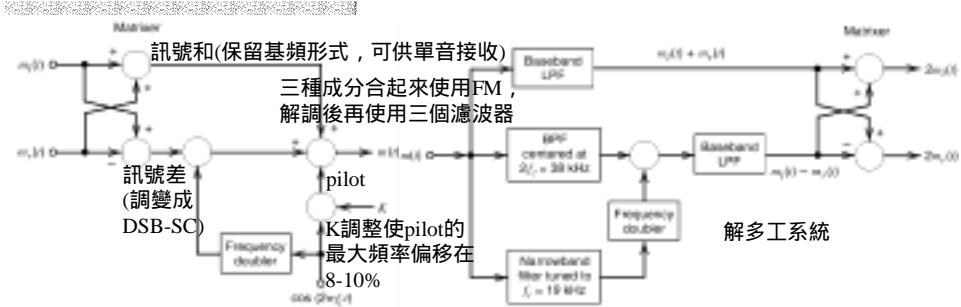
理想的頻率鑑別器：

平衡式頻率鑑別器



2-38/41

Frequency modulation (12/12)



FM stereo multiplexing

用以使用同一載波傳送兩分離訊號的FDM

兩因素及影響

需在分配的FM廣播頻道內運作，此限定可允許的頻率參數與單音的收音機接收器相容，此限制傳送訊號的組態

2-39/41

Superheterodyne Receiver (1/2)

在廣播系統，接收器除解調任務外

需執行其他系統功能

載波調準：選擇適當訊號(廣播或電視站台)

濾波：自其他調後訊號分離需要訊號

放大：補償訊號傳輸所導致的功率漏失

超外差式收音機

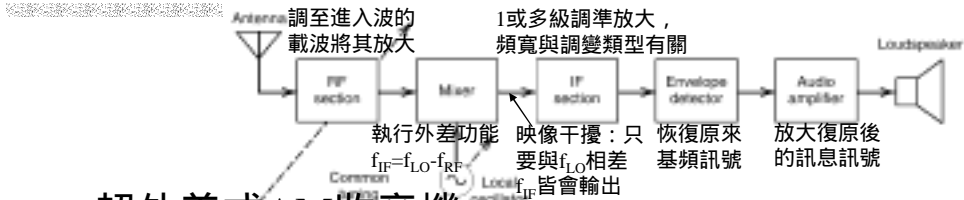
滿足所有功能，尤其前兩項。克服必須建立可調高選擇性及可變性濾波器的困難

組成：RF section, 混頻器及區域振盪器(第一個偵測器。RF為想收聽之頻率、IF為固定、LO則可調)，IF section, 解調器(第二個偵測器)、功率放大器

AM及FM相關參數 · 表 2-3

2-40/41

Superheterodyne Receiver (2/2)



超外差式AM收音機

映像干擾： $|f_{LO} \pm f_{IF}|$ 皆會在混頻器輸出

例子： $f_{RF}=0.65, f_{IF}=0.455, f_{LO}=1.105 \rightarrow f_{RF}=1.56$ 亦會收入，其實只要比想要訊號高0.910 MHz即會收入

解救之法：在RF section內使用高選擇性階級對想要訊號較有利，對映像訊號則有差別待遇

壓抑不要訊號的效力：RF section內選擇性階級的數目、中介頻率對訊號頻率比值

超外差式FM收音機：使用像(振幅)限制器-頻率鑑別器之解調器

2-41/41

