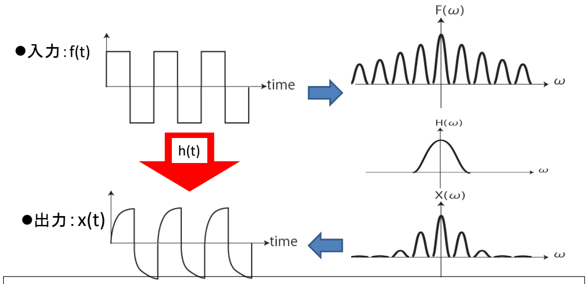
インタラクティブシステム論
第5回

梶本裕之
Twitter ID kajimoto
ハッシュタグ #ninshiki

日程

- 4/11 イントロダクション
- 4/18 フーリエ変換
- 4/25 フーリエ変換と線形システム
- 5/9 信号処理の基礎
- 5/16 (出張予定)
- 5/23 信号処理応用1(相関)
- 5/30 信号処理応用2(画像処理)
- 6/6 (出張予定)中間確認テスト
- 6/13 ラプラス変換
- 6/20 古典制御の基礎
- 6/27 行列
- 7/4 行列と最小二乗法
- 7/11 (出張予定)インタラクティブシステムの実際(小泉先生)
- 7/18 ロボティクス
- 7/25 (出張予定)期末確認テスト

(復習)周波数領域ではなく, 時間領域のまま議論できないか？



X(ω)＝H(ω)×F(ω):周波数領域で美しいのは分った.
時間的な現象として何が起きているのか分からない.

(復習)式で考えよう

フーリエ変換
$$F(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\exp(-j\omega t)dt$$
逆フーリエ変換
$$f(t)=\int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)\exp(j\omega t)d\omega$$

X(ω)＝H(ω)×F(ω)

両辺を逆フーリエ変換すれば時間領域の信号に戻る.

$$\begin{aligned}x(t)&=\int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)F(\omega)\exp(j\omega t)d\omega\\&=\int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)\left(\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\exp(-j\omega\tau)d\tau\right)\exp(j\omega t)d\omega\\&=\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\left(\int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)\exp(j\omega(t-\tau))d\omega\right)d\tau\\&=\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau\end{aligned}$$

逆順の計算もしておく(ふつうはこちら)

フーリエ変換
$$F(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\exp(-j\omega t)dt$$
逆フーリエ変換
$$f(t)=\int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)\exp(j\omega t)d\omega$$

$$x(t)=\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau$$

両辺をフーリエ変換.

$$\begin{aligned}X(\omega)&=\int_{-\infty}^{\infty}\exp(-j\omega t)dt\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau\\&=\int_{-\infty}^{\infty}\exp(-j\omega(\tau+(t-\tau))dt\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau\\&=\int_{-\infty}^{\infty}\exp(-j\omega\tau)\cdot\exp(-j\omega(t-\tau))dt\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau\\&=\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\exp(-j\omega\tau)d\tau\int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)\exp(-j\omega(t-\tau))dt\\&=\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\exp(-j\omega\tau)d\tau\int_{-\infty}^{\infty} h(t')\exp(-j\omega t')dt'\\&=F(\omega)H(\omega)\end{aligned}$$

(復習)コンボリューション定理

$$X(\omega)=F(\omega)H(\omega)=H(\omega)F(\omega)$$

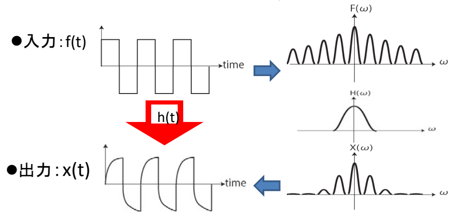
フーリエ逆変換　フーリエ変換

$$x(t)=\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau=\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)f(t-\tau)d\tau$$

簡略化のため次のようにも表記される

$$x(t)=f(t)*h(t)=h(t)*f(t)$$

(復習)コンボリューション定理の意味（1）

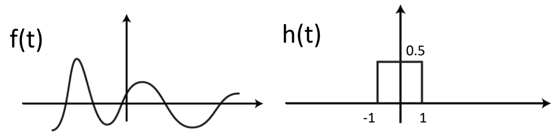


$$x(t)=\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau \qquad X(\omega)=F(\omega)H(\omega)$$

•h(t)のフーリエ変換がH(ω)であるとする．
•周波数領域でフィルタH（ω）をかけることは，
時間領域では，入力信号x(t)に対する関数h(t)の畳み込み積分（コンボリューション）として表現される．

(復習)コンボリューション定理の意味（2）

$$x(t)=\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)f(t-\tau)d\tau$$



例えば，h(t)=0.5　(-1<t<1)なら，

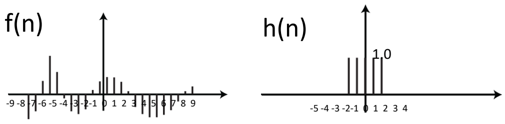
$$x(t)=\int_{-1}^{1} 0.5f(t-\tau)d\tau$$

これは，f(t)を平均化していくフィルタ

(復習)離散化による理解

$$x(t)=\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)f(t-\tau)d\tau \Rightarrow x(n)=\sum_{i=-\infty}^{\infty} h(i)f(n-i)$$

x(n)=...+ h(-4)f(n+4) + h(-3)f(n+3) +...+ h(3)f(n-3) + h(4)f(n-4)+...



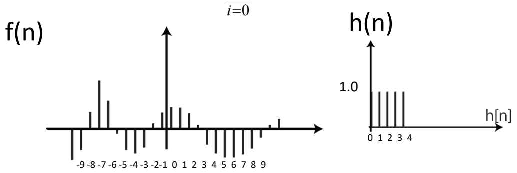
h(n)が，n=-2～2の間だけ1の場合，

x(n)=f(n+2) + f(n+1) + f(n) + f(n-1) + f(n-2)

●この場合，出力xは，入力fの「平均化」になっている．
●つまりこの場合，hは平滑化フィルタである．

(復習)FIRフィルタ

$$x(n)=\sum_{i=0}^{\infty} h(i)f(n-i)$$

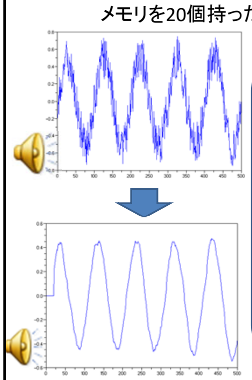


i=0から始める：未来のデータ が使えないことを意味する．
この例は，元データf(n)を，4個平均して出力する．

•未来のデータが使えない例：リアルタイム制御
•先のデータが使える例：画像処理

(復習)平滑化フィルタの実例

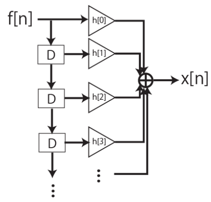
メモリを20個持ったFIRフィルタによって平滑化



Scilabコード例

```
time = [0:0.01:100];
//振幅0.5の正弦波に最大振幅0.5のノイズが混入した信号
wave=0.5*sin(time*2*%pi) + 0.5*(rand(time)-0.5);

out=zeros(wave);

//20個を平均する.
for n=20:length(wave),
  for i=0:19,
    out(n)=out(n)+wave(n-i)/20;
  end
end

playsnd(out);
savewave('wave.wav',out);
plot(out(1:500));
```

(復習)エコー



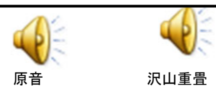
エコー＝時間遅れ信号の重畳．
これはFIRフィルタで実装できる．

Scilabコード例

```
wave = loadwave('aiueo.wav');

out=zeros(wave);

//エコー（1000ステップ前の信号を重畳）
for n=1000:length(wave),
   out(n)=wave(n)+0.9*wave(n-999);
end

playsnd(out,11000);      //11kHzサンプリングで再生
savewave('wave.wav',out,[11000]);
```

原音
1000ステップ前の信号を重畳
1000ステップ前＋2000ステップ前の信号を重畳
沢山重畳

エコーは害



ゴースト現象

相互相関関数
自己相関関数

エコーキャンセル（テレビだとゴーストリダクション）

FIRフィルタによってエコーの影響を低減することができる.

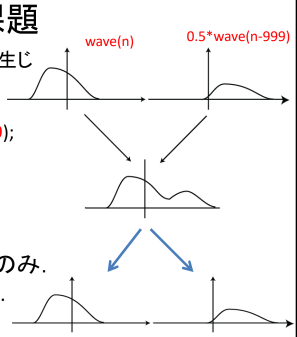
考え方：
（1）エコー成分のモデルを推定
out(n)=wave(n)+0.5*wave(n-100);
「100ステップ前の信号が0.5のゲインで重畳されている!」

（2）そのモデルに基づき，エコー成分と逆のゲインをかける
out(n)-0.5*out(n-100)
=wave(n)+0.5*wave(n-100)-0.5*(wave(n-100)+0.5*wave(n-200))
=wave(n)+0.25*wave(n-200)
⇒エコーが半分に低減！
（3）当然もっと工夫すれば．．．(もっとメモリがあれば)
out(n)-0.5*out(n-100)- 0.25*out(n-200)
=...=wave(n)+0.125*wave(n-300)
⇒無限にメモリがあれば完璧に消せる.

エコーキャンセルの課題

エコー成分が，どれだけ時間遅れを生じてやってくるのかのモデルを推定

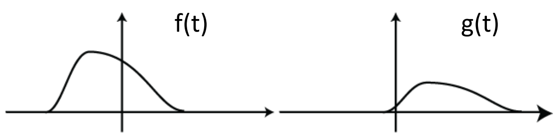
out(n)=wave(n)+0.5*wave(n-999);



＜問題＞
観測できるのは，
エコーの「結果」としてのout(n)のみ.
元の信号はわかっていない.

この信号からどのように，
モデルを推定するのか？

より簡単な問題から考えよう

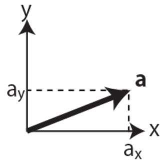


二つの信号が，
●時間的にどれだけずれているのか
●時間のずれを無視したらどれだけ似ているのか
を測定したい.

(復習)ベクトル空間と内積

ベクトル a=[a_x, a_y] のx成分は？. . . . . a_x

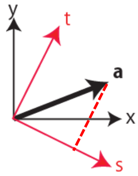
これはベクトルaとベクトル x=[1,0]との内積である.



a･**x** = [a_x, a_y]･[1,0] = a_x

回転した座標軸，s, tを考える.
ベクトル a=[a_x, a_y] の，s 成分は？

これはベクトルaとベクトル s=[s_x, s_y]との内積である.

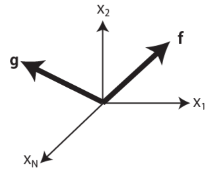


a･**s** = [a_x, a_y]･ [s_x, s_y]

内積は，あるベクトルが別のベクトルの成分をどれだけ持つかを表す

（復習）N次元空間では

N次元空間で，二つのベクトル
f=[f_1, f_2, ... ,f_N], g=[g_1, g_2, ... ,g_N] を考える.



内積 f･gは，ベクトルfの，g軸成分(または逆)を表す.

$$= [f_1 \quad f_2 \quad \cdots \quad f_N] \bullet [g_1 \quad g_2 \quad \cdots \quad g_N]$$

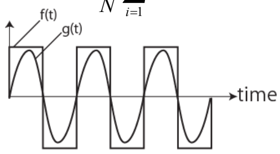
$$= \sum_{i=1}^{N} f_i g_i$$

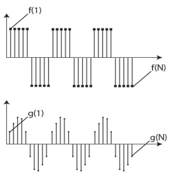
（復習）波形fに波形gはどれだけ含まれるか

波形f中の，波形gの成分

$$= \frac{1}{T}\int_0^T f(t)g(t)dt$$ (連続関数)

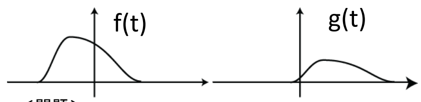
$$= \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} f(i)g(i)$$ (離散化して考えた場合)





これは二つの波をベクトルと考えた時の内積に他ならない
※内積を連続関数に対して定義

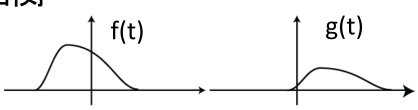
相互相関



＜問題＞
二つの信号が,
●時間的にどれだけずれているのか
●時間のずれを無視したらどれだけ似ているのか
を測定したい.

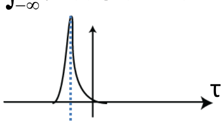
内積を思い出せば,
次の手順で測定すればよいことがわかる
●g(t)をτだけずらしてみる ⇒
●f(t)との内積を取ってみる ⇒
●τを変化させていく.

相互相関



$R_{fg}(\tau)$：二つの関数f(t), g(t)の，相互相関関数

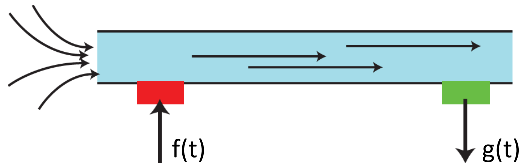
$$R_{fg}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t+\tau)dt$$



$R_{fg}(\tau)$が最大の値をとるτ ＝ 元の関数f(t)とg(t)のズレ
（ただし直流成分を取り除いた後）

相互相関の応用：速度計測

管内の流速を正確に測定したい
ただし，管の中に接触してはいけない(液漏れ厳禁)

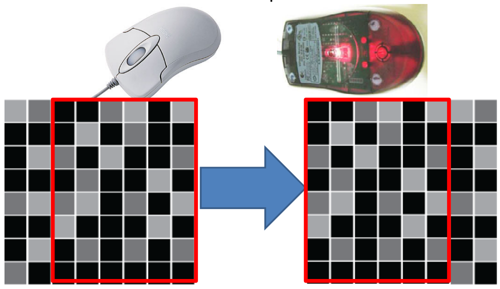


上流に熱源を置き，f(t)でランダムに変動させる.
下流で温度を測定する. g(t)

f(t)とg(t)の相互相関関数が最大となる時間差τが,
水流によって熱が移動するのに要する時間である.

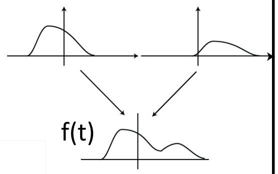
相互相関の応用：速度計測

光学式マウスの中身＝16x16 pixel のCMOSカメラ



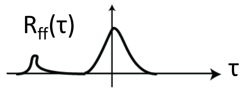
二つの画像（＝2次元関数）同士の相互相関を取ることで
移動量を計測する．自動車の速度計測等にも利用．

自己相関



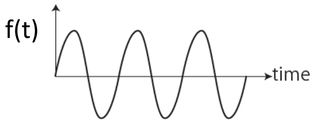
二つの関数f(t)，g(t)の代わりに，
ひとつの関数f(t)の相関を取る．

$$R_{ff}(\tau)=$$

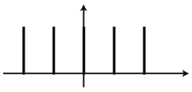


自己相関関数は，
「どれだけずれたら自分自身に近い形になるか」
を表す．
すなわち，エコーを発見していることに他ならない．

周期関数の自己相関

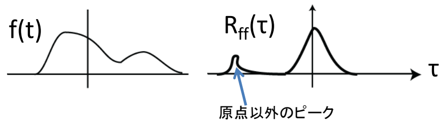


$$R_{ff}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t+\tau)dt$$



周期関数の自己相関関数は沢山のピークが出る

自己相関まとめ



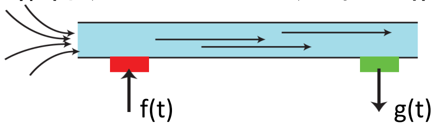
$R_{ff}(\tau)$：自分自身をτずらしたら，自分自身にどれだけ似ているか

●当然，τ＝0で最大値を取る．

●τ≠0で大きな値をとった場合，
その信号にはτの時間遅れ（エコー）成分が含まれている．

●信号に潜む周期性を発見することもできる

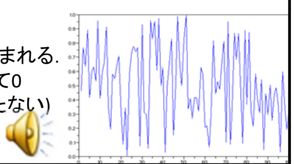
白色雑音（ホワイトノイズ）と自己相関



元の信号f(t)に「周期性」があったら，f(t)とg(t)の相互相関は
沢山の「ニセのピーク」が出てしまう．

元の入力f(t)はなるべく「でたらめ」であることが望ましい⇒白色雑音

＜白色雑音の定義＞
1. あらゆる周波数成分が均等に含まれる．
2. 自己相関関数がτ=0以外では全て0
（＝エコー成分，周期性を全く持たない）



自己相関とパワースペクトル

自己相関関数をフーリエ変換してみる。

$$R_{ff}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t+\tau)dt$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} R_{ff}(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau=\int_{-\infty}^{\infty}\left[\int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t+\tau)dt\right]e^{-j\omega\tau}d\tau$$

＝

＝

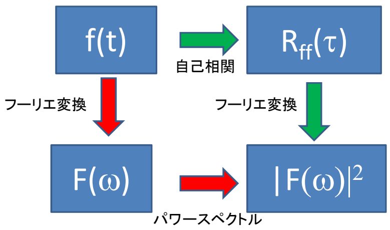
＝

自己相関とパワースペクトル

$=$

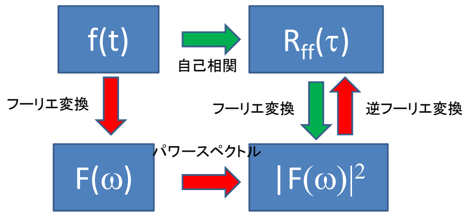
$=$

$= \|F(\omega)\|^2$ ∵元関数が実数関数の場合, F(-ω)はF(ω)の複素共役



ウイナー・ヒンチンの定理

自己相関とパワースペクトル



自己相関は
フーリエ変換⇒パワースペクトル⇒逆フーリエ変換
によって間接的に計算できる

●自己相関を直接計算した時の計算量：$O(n^4)$
●フーリエ変換(FFT)を使った時の計算量：O(nlog(n))
この方が計算が早いため多用される。

レポート課題１：自己相関

(1) 適当なwaveファイルに対してエコーを掛けてカラオケのようにする．(前回のレポート)

(2)その結果に対して定義通りの方法で自己相関関数を計算し、確かにエコー分の遅れのところでピークが出ることを確認する(エコーの検出)．

(3) ウイナー・ヒンチンの定理を用い、パワースペクトルの逆フーリエ変換によって同じ結果が出ることを確認する

(2)(3)のScilabソースファイルの添付．waveファイルは添付不要。
<u>(2)(3)の処理にかかった時間についてコメント</u>

レポート課題：ヒント

(1) 適当なwaveファイルに対してエコーを掛けてカラオケのようにする．(前回のレポート)

```
//waveファイルのロード
wave = loadwave('●●●.wav');

//1000ステップごとのエコーを10回重ねる例
out=[];
for i=0:9,
  out=out+[zeros(1,1000*i), wave, [zeros(1,9000-1000*i)]];
end
```

レポート課題：ヒント

(2)その結果に対して定義通りの方法で自己相関関数を計算し、確かにエコー分の遅れのところでピークが出ることを確認する(エコーの検出)．

```
time=length(out);
auto_correlation=zeros(1,time);

for tau=1:time,
    auto_correlation(tau) = 
end

plot(auto_correlation);
```

自己相関の定義式から、[zeros(1,tau), out] と [out, zeros(1,tau)] の内積を取れば良い。(ベクトルの内積はどう書き表せるか？)

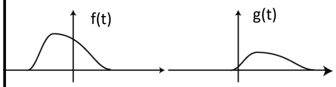
レポート課題：ヒント

(3) ウイナー・ヒンチンの定理を用い、パワースペクトルの逆フーリエ変換によって同じ結果が出ることを確認する

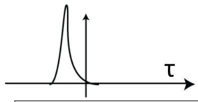
```
//フーリエ変換
fourier =  //過去のレポート課題を参照
//パワースペクトル
power_spec =  //過去のレポート課題を参照
//自己相関
auto_correlation =  //逆フーリエ変換

plot(auto_correlation);
```

※(参考)(2)(3)の結果の微妙な違いは、(3)が**<u>信号の無限繰り返しを仮定している</u>**ために生じる。逆に(2)もそう仮定すれば(3)と全く同じ結果が得られる

（発展トピック）相互相関と検波

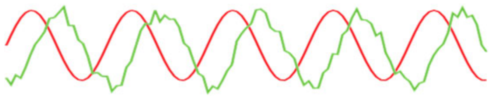


$$R_{fg}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t+\tau)dt$$

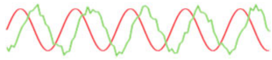


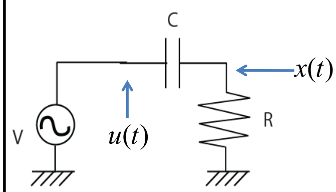
$R_{fg}(\tau)$が最大の値をとるτ
＝元の関数f(t)とg(t)のズレ
（ただし直流成分を取り除いた後）

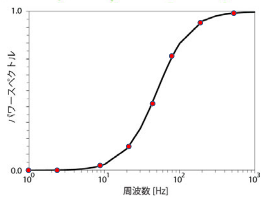
実用上重要なケースの一つ：
●f(t)が正弦波（入力）で，
●g(t)がノイズが入って位相が遅れた正弦波（出力）



正弦波入出力の例（1）

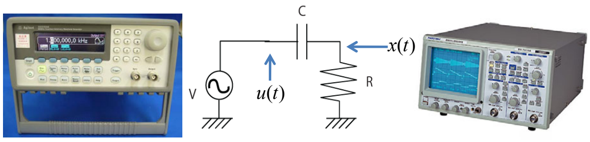




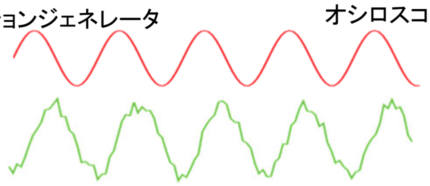


フィルタ回路：入力u(t)，出力x(t)
電子回路，アンテナ，ロボットアーム，etc
フィルタ特性を実測で求める場合
●u(t)=sin(ωt)を**入力**し，
●**出力**を観察する．
ωを変化させることでフィルタ特性を得る．

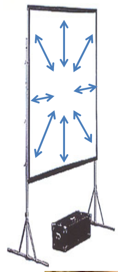
正弦波入出力の例（1）

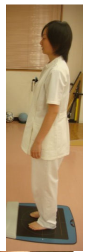


ファンクションジェネレータ　　オシロスコープ

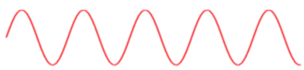


正弦波入出力の例（2）

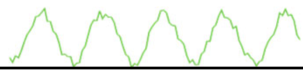




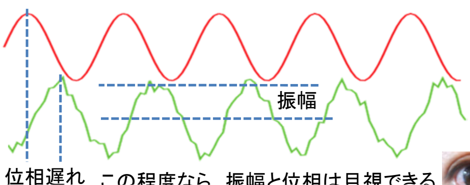
オプティカルフローの速度



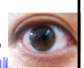
重心動揺

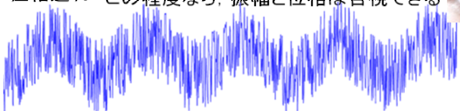


入力と出力の位相差，振幅比を求める



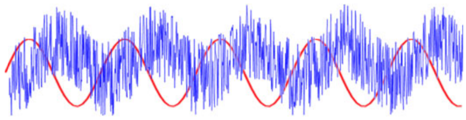
この程度なら，振幅と位相は目視できる





でもたいていこういう残念な感じ．ノイズがひどい
⇒振幅と位相を，どうやって求めたら良い？
方法1：バンドパスフィルタを使う
方法2：相関関数を考える

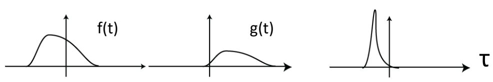
正弦波による相互相関



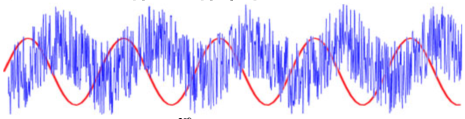
●出力信号f(t)：ノイズだらけの正弦波．位相不明．周波数は既知．
●入力信号g(t)：周波数固定の正弦波

g(t)を動かしていき，ピタリと重なるところを見つければ良い
⇒相互相関の計算にほかならない．

$$R_{fg}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t+\tau)dt$$



正弦波による相互相関



$$R_{fg}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t+\tau)dt$$

正弦波g(t)を動かす

$$R_{fg}(\tau)=\frac{1}{T}\int_0^T f(t)g(t+\tau)dt$$

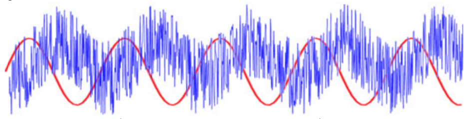
$$=\frac{1}{T}\int_0^T$$

$$=\frac{1}{T}\int_0^T$$

$$=$$

つまり正弦波の場合，積分の計算は2回やるだけでよい！！

直交検波

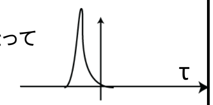


$$R_{fg}(\tau)=\cos(\omega\tau)\frac{1}{T}\int_0^T f(t)\sin(\omega t)dt+\sin(\omega\tau)\frac{1}{T}\int_0^T f(t)\cos(\omega t)dt$$

積分結果をS,Cと書いて

$$R_{fg}(\tau)=S\cos(\omega\tau)+C\sin(\omega\tau)$$

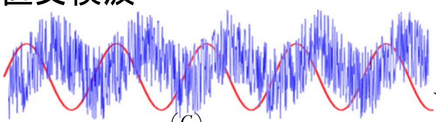
これが最大の値をとる場所τは，微分をとって

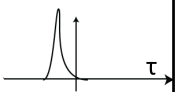


$$\frac{dR_{fg}(\tau)}{d\tau}= \quad =0$$

$\therefore$ ⇒位相遅れτが求まった

直交検波





$\therefore \arctan\left(\frac{C}{S}\right)=\omega\tau$ ⇒位相遅れτが求まった

このときの相関値は，

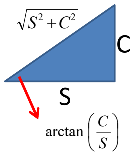
$$R_{fg}(\tau)=S\cos(\omega\tau)+C\sin(\omega\tau)$$

$$=S\cos\left(\quad\right)+C\sin\left(\quad\right)$$

$$=S \quad +C$$

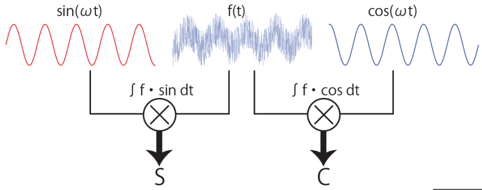
$$=$$

$$=$$ ⇒振幅に相当する量



直交検波まとめ

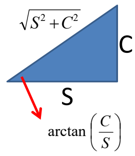
周波数ωがわかっているノイズだらけの信号f(t)があったとき，
振幅と位相は次のように計算できる．



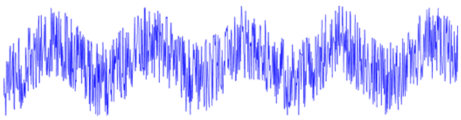
（1）sin(ωt)とcos(ωt)との内積をとり，S，Cとおく．

（2）位相遅れはarctan(C/S)となる．

（3）振幅は√(S²+C²)に比例する．



直交検波：もっと数式で理解する



問題を定式化

信号f(t)が，

f(t) =

と仮定できるとする．周波数ωはわかっている．

計測データから，振幅Aと，位相ずれφを求めるには？

直交検波：さらに数式で理解する

信号にsin(ωt)をかけ，積分する（＝内積をとる）

積分時間Tは充分長い．

$$S=\frac{1}{T}\int_0^T\left(A\sin(\omega t+\phi)+noise(t)\right)\sin(\omega t)dt$$

$$=\frac{1}{T}$$

$$=\frac{1}{T}$$

$$=$$

$$=$$

$$=$$

直交検波：さらに数式で理解する

信号にcos(ωt)をかけ，積分する（＝内積をとる）
積分時間Tは充分長い．

$$C = \frac{1}{T}\int_0^T \left(A\sin(\omega t + \phi) + noise(t)\right)\cos(\omega t)dt$$
$$= \frac{1}{T}\int_0^T A\sin(\omega t + \phi)\cos(\omega t)dt + \int_0^T \cancel{noise(t)\cos(\omega t)}dt$$
$$= \frac{1}{T}\int_0^T A\left(\sin(\omega t)\cos(\phi) + \cos(\omega t)\sin(\phi)\right)\cos(\omega t)dt$$
$$= A\cos(\phi)\frac{1}{T}\int_0^T \cancel{\sin(\omega t)\cos(\omega t)}dt + A\sin(\phi)\frac{1}{T}\int_0^T \cos^2(\omega t)dt$$
$$= A\sin(\phi)\frac{1}{T}\int_0^T \frac{1+\cancel{\cos(2\omega t)}}{2}dt$$
$$=$$

直交検波：さらに数式で理解する

$$S = \frac{A}{2}\cos(\phi) \qquad C = \frac{A}{2}\sin(\phi)$$

このニつの結果から，

位相差

$$\frac{C}{S} =$$
$$\phi =$$

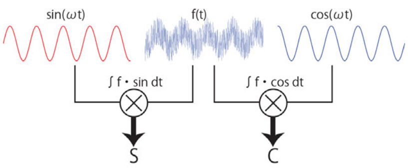
振幅

$$S^2 + C^2 = \frac{A^2}{4}\left(\cos^2(\phi) + \sin^2(\phi)\right)$$
$$=$$
$$A =$$

位相差と振幅が求まった

（参考）AMラジオの同期検波

ラジオの信号は，典型的な
「周波数ωがわかっているノイズだらけの信号f(t)」



復調方式の一つ：「同期検波」

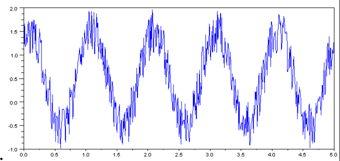
直交検波をリアルタイムに行い，ノイズに隠れた真の信号を得る．

今ではPC上で計算可能（ソフトウエア無線技術）

レポート課題2：ノイズ入り正弦波の位相を調べる

次のScilabソースで表されるノイズ入り正弦波の位相遅れを求め、妥当性をコメントせよ。

```
//ノイズ入り正弦波
t=[0:0.01:5];//時刻
f=1.0; //周波数
amp=0.5;//振幅
phi=0.3*%pi; //位相遅れ
y=sin(2*%pi*f*t+phi) + rand(t);
plot(t,y);
```



```
S =                //yとsinの内積
C =                //yとcosの内積
ans_phi=atan(C,S) //検出された位相遅れ
```