

Band width optimization for Cavity BPM electronics

Y.Honda

2005/1/23

概要

In order to improve the signal-to-noise ratio of the cavity BPM electronics, we planned to install a LPF at the output of the phase detector module. The signal distortion due to the LPF was simulated/modeled for the cases of various cut-off frequencies. The characteristics of the integrated noise fluctuation was also modeled. We estimated S/N dependence on ADC's gate-width and LPF's cut-off frequency. 100 nsec gate-width and 1 MHz LPF seems to be a reasonable configuration. We can expect 30% improvement of S/N. It was also found that S/N was not so sensitive to those parameters around <300 nsec gate-width and ~ 0.5 MHz LPF.

1 動機と目的

12/28 の打合せでの議論と課題から。電氣的ノイズの振幅を減らすには以下の作戦が考えられる。

- 回路全体の N.F. を良くする。初段のアンプを高ゲイン、低ノイズのものにできないか。増幅回路全体の設計に改善の余地はないか。
- バンド幅を狭くする。現状では、回路系のバンド幅は最終段の LPF (110MHz) で決まっている。もっとも、その後で積分型 ADC で検出されるので ADC のゲート幅が実効的なバンド幅を決める。LPF の帯域及びゲート幅の最適化をするべき。
- 冷やす。これは、いまのところ保留。

今回はバンド幅の件について調べる。現状の回路の出力に追加して LPF を入れるとすると、その帯域をいくりにするのが良いかを考える。帯域を狭くするとノイズは減るが、一方で信号がなまる。信号の時間幅がゲート幅より著しく長くなってしまえば検出される信号が減ってしまう。このとき、ゲート幅を拡くとるとそれにしたがってノイズの積分量も増えることになる。ADC で検出される S/N を最大にするには、LPF の帯域、ゲート幅の最適化が必要である。

2 LPF の設計

2.1 シミュレーション

バンド幅を狭めるという意味では、遮断特性が良いことがもちろん望ましいが、オーバーシュートやリングの無いことを重視して、5次ベッセル型の LPF を用いることにした。インピーダンスが 50Ω で遮断周波数がそれぞれ 10 MHz, 5 MHz, 2 MHz, 1 MHz, 0.5 MHz, 0.2 MHz のものを設計し、Spice を用いてビーム信号のなまり具合をシミュレーションした。

ビーム信号は、これまでの実際の信号の観測結果から減衰時間が約 250 nsec であることが分かっているため、シミュレーションの入力電圧信号として $\exp(-t/250[\text{nsec}])$ の形の波形を与えた。この時の各 LPF の出力の波形を図 1 に示す。10 MHz, 5 MHz では波形はそんなに変わらない。0.2 MHz 以下にすると波高がかなり減ってしまう。

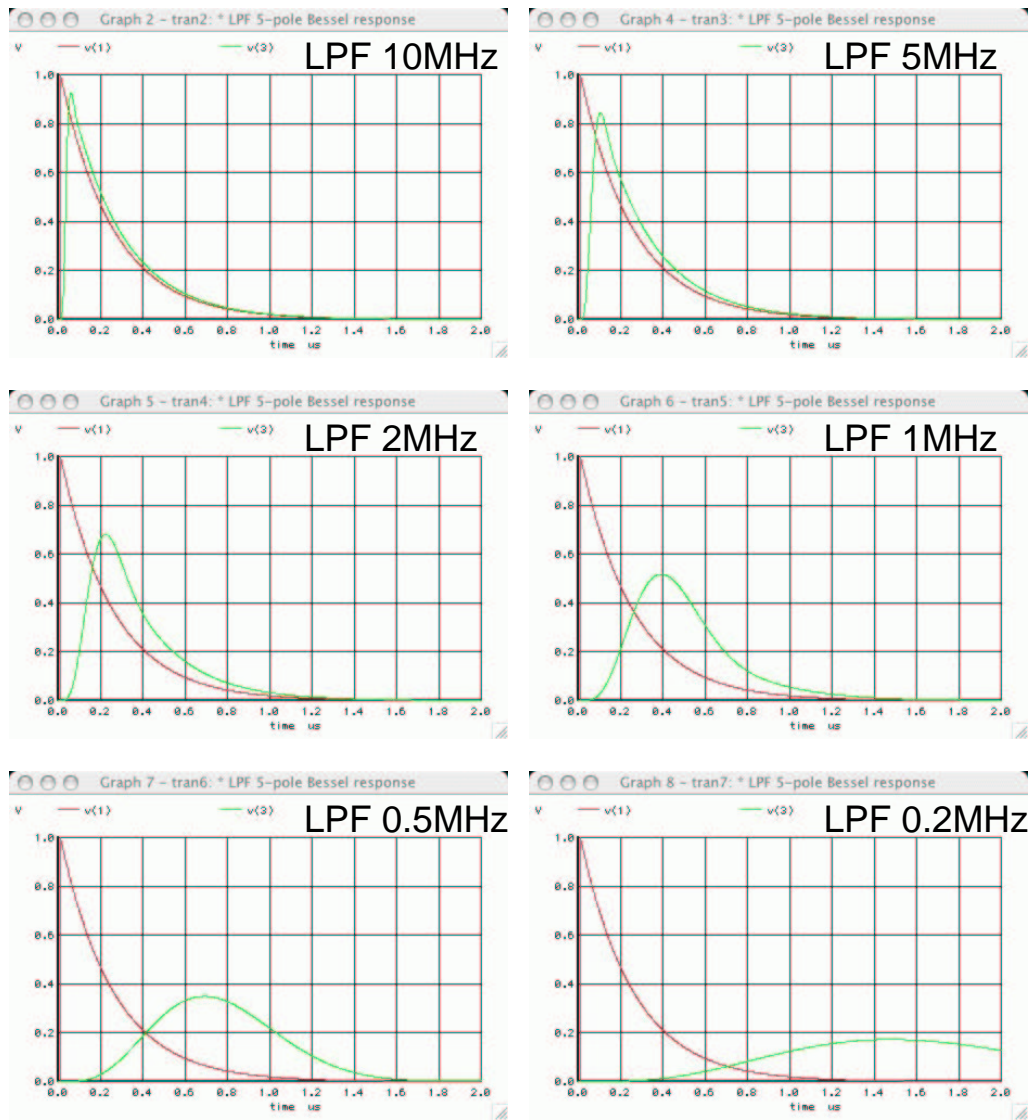


図 1: 時定数 250 nsec の減衰信号に対する各 LPF の出力。それぞれ、遮断周波数 10MHz, 5MHz, 2MHz, 1MHz, 0.5MHz, 0.2MHz の 5 次ベッセル LPF についての Spice を用いたシミュレーションの結果。赤線が入力信号、緑線が出力信号。

2.2 試作

遮断周波数 1 MHz の 5 次ベッセル型の LPF を試作した (図 2)。このフィルタの減衰特性を測定した結果を図 3 に示す。

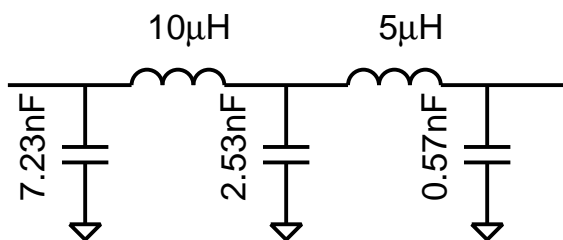


図 2: 試作した LPF のパラメータ。

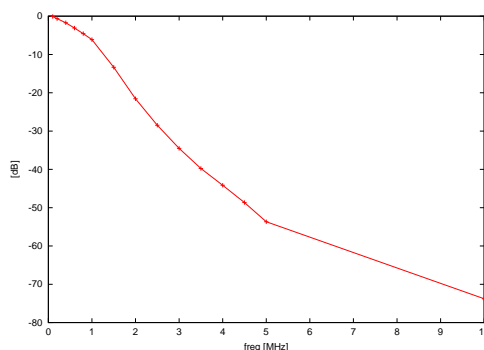


図 3: 試作した LPF の減衰特性。

実際のビーム信号を試作した LPF に入れてみて応答を観測した。図 4 に示すように phase detector モジュールの Y-出力の後に LPF を取り付け、オシロスコープで観測した。図 5 に観測された波形を示す。概ね図 1 でシミュレーションした波形と一致する。波高が約半分になり、まるまった波形になる。

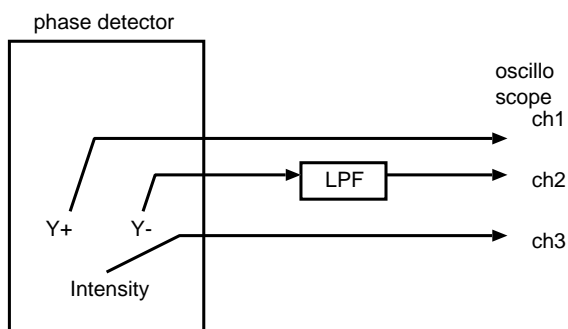


図 4: 測定のセットアップ。Y+出力はそのまま、反転出力 (Y-) は後に LPF を取り付けオシロスコープで観測される。ついでに intensity 出力も。

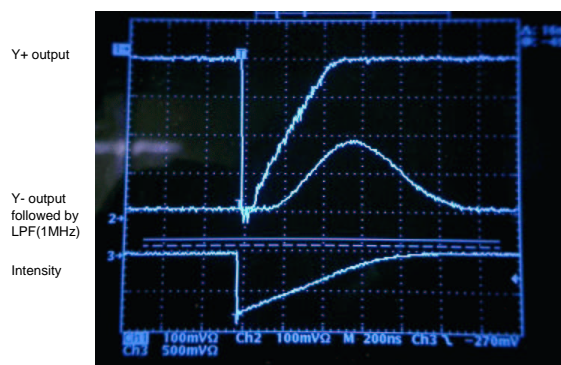


図 5: ビーム信号に対する試作した 1MHz LPF の応答。ch1 が Y+ 出力。ch2 が Y- 出力が LPF を通ったもの。ch3 は intensity。つまり、ch1 の反転した波形が LPF に入って、ch2 の波形で出て来る。

3 ノイズとゲート幅について

我々の場合、ノイズは積分 ADC の出力のふらつきとして影響する。ADC のゲート幅が実効的なバンド幅を決定する。例えばゲート幅を 200 nsec 程度とすると、実効的なバンド幅は 5 MHz 程度であろうと思われる。ノイズがその帯域付近でホワイトノイズであるとする、積分値のふらつきはゲート幅の 1/2 乗に比例すると考えられる。converter モジュールの入力を終端した状態で、ゲート幅を変えながら、ADC の出力のふらつき (rms) を測定した。LPF を追加することによってふらつきがどのように変わるかを調べるため、現状のまま (追加 LPF 無し)、LPF 50MHz, LPF 1MHz, LPF 10kHz の各場合についての結果を図 6 に示す。

現状のままではモジュールの最後にある 110 MHz の LPF によって帯域が決まっている。50 MHz

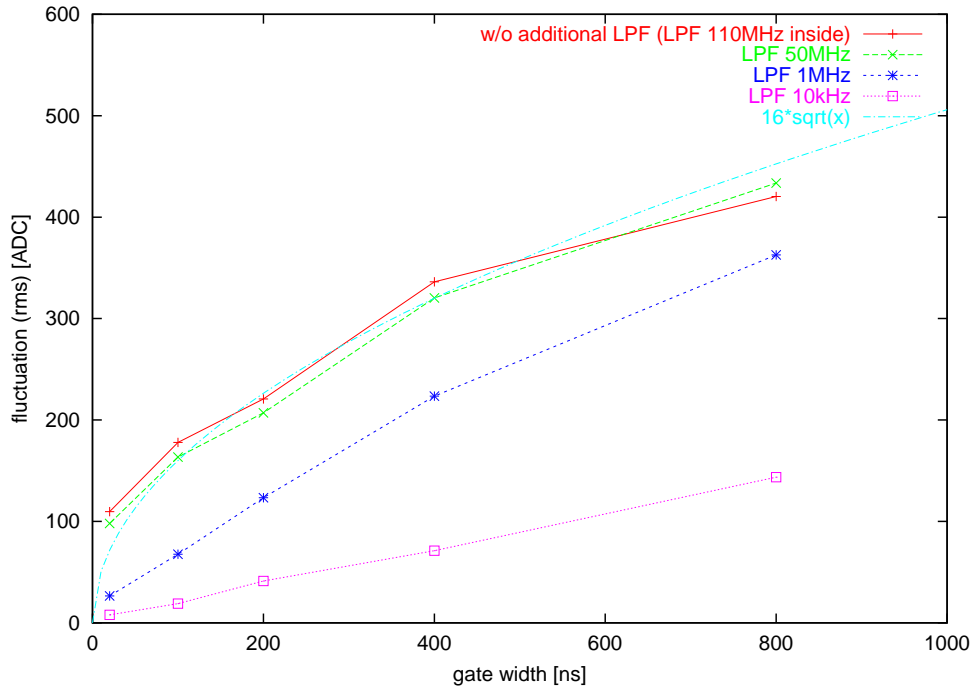


図 6: ゲート幅を変えて行ったときの ADC 出力のふらつき (rms) の変化。現状のまま (追加 LPF 無し)、LPF 50MHz, LPF 1MHz, LPF 10kHz の各場合について。参考の為にゲート幅の $1/2$ 乗に比例する曲線を載せた。

の LPF を追加して取り付けても ADC 出力のふらつきはほとんど変化しないことが分かる。また、ゲート幅の $1/2$ 乗に比例してふらつきが増えて行く。これは、LPF ではなくゲート幅が実効的なバンド幅を決定していると理解できる。

LPF 1 MHz を追加した場合、とくにゲート幅が狭い場合に大きくノイズを減らすことができた。また、ゲート幅 400 nsec 以下ではゲート幅にほぼ線形である。これは、LPF がきめるバンド幅がゲート幅が決めるものよりも狭いことを示す。

LPF 10 kHz の場合さらに減るが、1 MHz のときに比べ $1/2 \sim 1/3$ が限界である。

4 考察

4.1 波形について簡単なモデル

ゲートの時間幅内の信号量を評価するために、波形を簡単な関数でモデル化する。LPF 無しの場合を時定数 τ の減衰関数

$$y = \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (1)$$

とする。これを立上りの時間からゲート幅 g で積分した量は、

$$\text{detected signal} = \int_0^g \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) dt = \tau\left(1 - \exp\left(-\frac{g}{\tau}\right)\right) \quad (2)$$

となり。 $g \rightarrow \infty$ で τ になる。

LPF を入れた場合を多少無理があるかもしれないが、図 7 に示すようにガウス型の波形になるとする。ここで、フィルターに損失が無いとすると全積分量は保存して τ になるべきであることから、

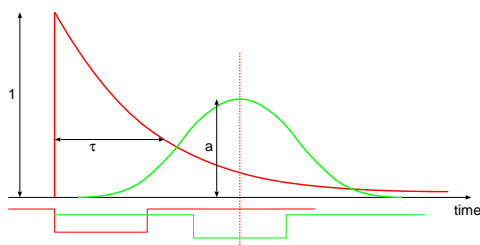
波高を a とすると幅はきまり、

$$y = a \exp\left(-\frac{a^2 \pi t^2}{\tau^2}\right) \quad (3)$$

とあらわされる。ピーク位置を中心としてゲート幅 g で積分した量は、

$$\text{detected signal} = \int_{-g/2}^{g/2} a \exp\left(-\frac{a^2 \pi t^2}{\tau^2}\right) dt = \tau \times \text{erf}\left(\frac{a\sqrt{\pi}}{2\tau} g\right) \quad (4)$$

とである。 $g \rightarrow \infty$ で τ になる。



遮断周波数	a
2 MHz	0.7
1 MHz	0.5
0.5 MHz	0.35
0.2 MHz	0.2

図 7: モデル化した波形。元の信号を時定数 τ の \exp 減衰関数。LPF を通した波形を波高 a のガウス型とする。全積分で規格化する。図 1 から各遮断周波数の場合の a の値を決めるとだいたい右のようになる。

4.2 S/N の評価

式 2、式 4 によってゲート幅に対して積分される信号量の関係が表されると仮定する。これを図 8 に示す。

ノイズに関してはとりあえず、LPF によるノイズ低減の効果を考えなければ積分ノイズ量はゲート幅の $1/2$ 乗に比例する。

$$\text{detected noise} \propto \sqrt{g} \quad (5)$$

S/N とゲート幅の関係は

$$\frac{\text{detected signal}}{\text{detected noise}} \propto \frac{\tau(1 - \exp(-\frac{g}{\tau}))}{\sqrt{g}} \quad (\text{LPF 無しの場合}) \quad (6)$$

あるいは

$$\frac{\text{detected signal}}{\text{detected noise}} \propto \frac{\tau \times \text{erf}\left(\frac{a\sqrt{\pi}}{2\tau} g\right)}{\sqrt{g}} \quad (\text{LPF 有りの場合}) \quad (7)$$

となる。これを図 9 に示す。

LPF 無しの場合、S/N が最大になるのはゲート幅が 1.2τ 近辺。但し、ゲート幅 $0.5\tau \sim 2.5\tau$ でも S/N は一割程度しか変わらない。LPF を入れて信号波形がなまった場合、S/N 最大の点はゲート幅が広いほうに移動する。LPF 有りの場合、例えば 1MHz の場合では、やはりピークはなだらかで、 2τ 近辺が最大になる。

図 9 を見ると LPF が無い場合、あるいは 2MHz の場合が最も S/N が良く出来ると思われる。しかし、LPF によるノイズ低減の効果がこれまで考慮されていなかった。図 6 を見て分かるように、LPF がで帯域が制限されていない場合は積分ノイズ量はゲート幅の $1/2$ 乗に比例するが、低い遮断

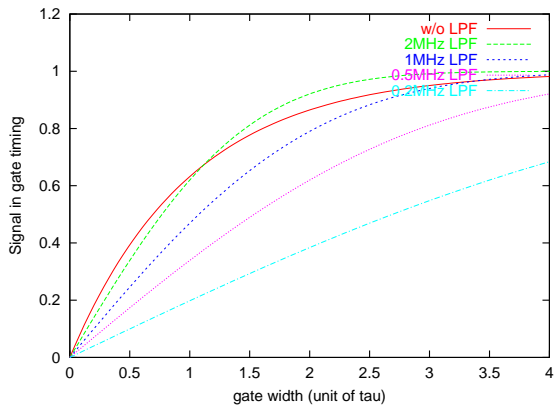


図 8: 式 2、式 4 の関数のプロット。横軸、縦軸の単位は τ 。

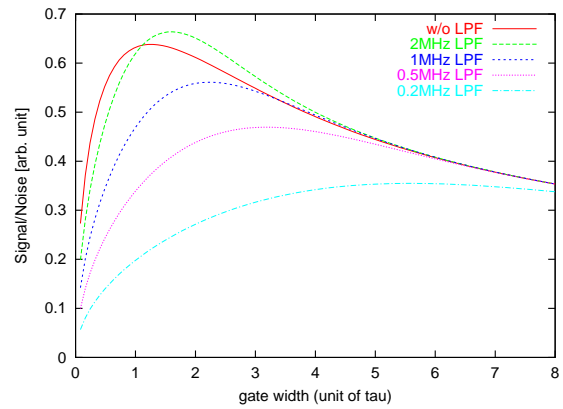


図 9: 式 6、式 7 の関数のプロット。横軸の単位は τ 。

周波数の LPF を用いた場合、あるいは狭いゲート幅の場合は実効的バンド幅は LPF によって定まるようになるので、ノイズによるふらつきはゲート幅に比例する。このことを考慮してノイズとゲート幅の関係を図 10 のように補正した。この関数を用いて S/N とゲート幅の関係を再評価したものを図 11 に示す。これを見ると、LPF を用いた場合のほうが S/N が良くできること、ゲート幅が狭いほうが S/N は得ることが分かる。また、ゲート幅 τ 以下では LPF の遮断周波数にはそんなに依存しないこと、ゲート幅に対する依存性もゆるやかである。

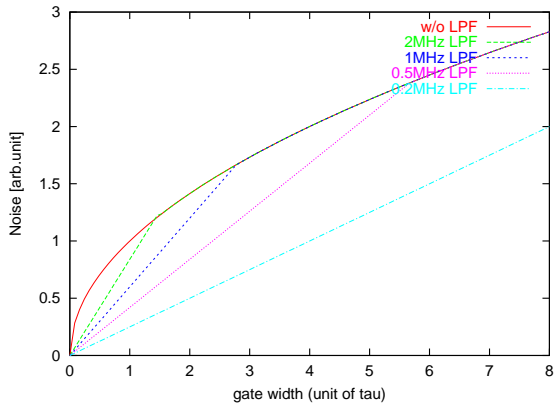


図 10: 図 6 を参考に補正したゲート幅とノイズの関係。

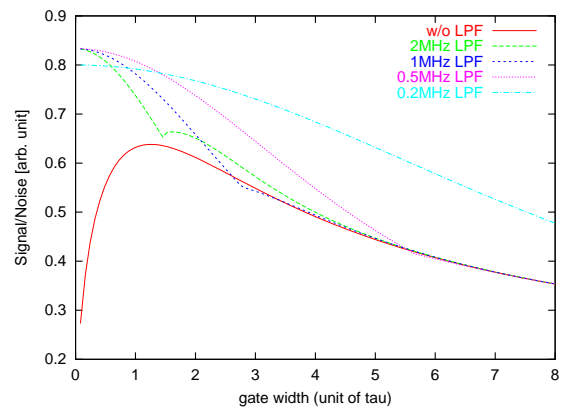


図 11: 図 10 の関係を用いて図 9 を再評価した図。

5 結論

LPF を追加することで S/N が 30% 程度、良くなる見込みがある。S/N の LPF の遮断周波数にたいする依存性はあまりない。S/N のゲート幅に対する依存性は、LPF 無しの場合はゲート幅 1.2τ 付近が最大である。LPF 有りの場合のほうが S/N の最大値は高くなり、ゲート幅 τ 以下が良い。

パルス内での位相シフトの問題のことを考えるとゲート幅が狭い方が影響を受けにくい為、LPF を入れて、ゲート幅を狭くするのは歓迎されると思われる。とりあえず、LPF の遮断周波数 1 MHz、ゲート幅 100 nsec でよいのではないかと。但し、これらのパラメータにたいする S/N の依存性はなだらかである。