

RESONANT STRIP-LINE TYPE LONGITUDINAL KICKER FOR BUNCH-BY-BUNCH FEEDBACK

Takeshi Nakamura

Japan Synchrotron Radiation Research Institute

1-1-1 Kouto, Sayo-cho, Sayo-gun, Hyogo, 679-5198

Abstract

A resonant strip-line type longitudinal kicker for bunch-by-bunch feedback is proposed and being developed at SPring-8. The kicker should have higher shunt impedance per unit length compared with over-damped cavity kickers usually used for such purpose. The design, simulation and low power measurement of the kicker is reported.

BBF 用 Resonant Strip-line 型縦方向キッカー

1. はじめに

SPring-8 の蓄積リングでは、より公汎な利用に対応するため、種々のビーム条件での運転を試みている。その一つが低エネルギー運転であるが、その際、高い蓄積電流では縦方向のビーム不安定性が発生し、安定したビームが得られない。これに対して、これまでは、RF 加速電圧に周回周期での振幅変調を与え、それによりバンチのシンクロトロン振動数に広がり作り出して Landau 減衰を発生させることにより抑制してきた[1]。しかし、この手法では、フィリングなどの運転条件に制約があるため、より制限が少ない縦方向の bunch-by-bunch フィードバックによる抑制を検討している。SPring-8 では、周長やエネルギーが大きく、また、縦方向キッカーを設置できる場所の長さも限られているため、長さ当たりの効率が高いキッカーが必要である。今回、このようなキッカーの候補として、新たに resonant strip-line 型のキッカーを提案・製作し、その低パワーでの特性評価を行ったので報告する。

2. Resonant Strip-line 型縦方向キッカー

今回、設計・製作したキッカーの形状、外観を図 1 および図 2 に示す。駆動パワーは水平方向の左右 2 つの Input port から入力され、Input port および、それぞれ左右、上下に設置された H-port および V-port から出力される。このとき、キッカー内部では、低 Q の共振モードが励起されビームをキックする。H-port および V-port はキッカーにトラップされる不要な共振モードの除去のために設けられている。SPring-8 の加速周波数は $f_{RF} = 508.58\text{MHz}$ であるがこのような帯域のリングでは、従来、waveguide overloaded cavity 型 (WOC 型)キッカー [2-6] が用いられており、その共振モードの周波数は $f_k = (2+3/4) \times f_{RF}$ である。これに対して、この resonant strip-line 型キッカーでは周波数を $f_k = (3+1/4) f_{RF} = 1.65\text{GHz}$ に設定しており、加速周期、すなわちバンチの間隔に 3 つの波を入力することができる。そのため、後述のように、簡単な回路で駆動が可能である。ただし、周波数が 250MHz ほど高くなるので、時間シフトにはその分、弱くなっている。

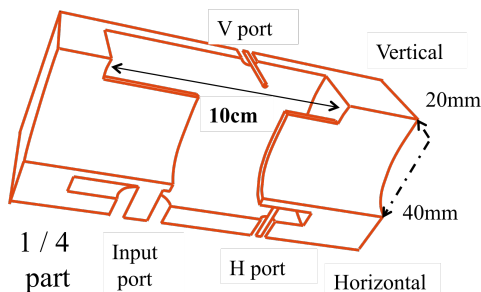


図 1 : 共振ストリップライン型縦方向キッカー。水平を x, 垂直を y、ビーム軸を原点とした場合の第一象限 (全体の 1/4) のみを示している。共振周波数は $f_k = (3+1/4) \times f_{RF} = 1.65\text{GHz}$ である。

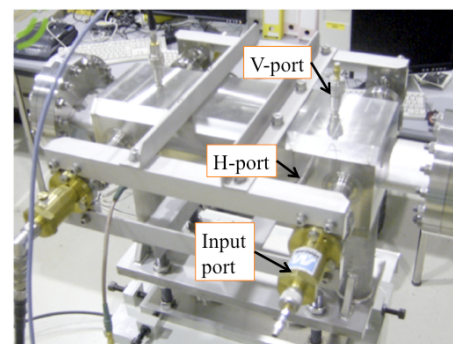


図 2 : キッカーの外観。対向した 2 台で一つのチェンバとなっている。2 台の間隔を 15cm としているので、全長は大きいですが、短縮は可能である。

また、キッカーの長さが WOC 型の半分以下であり、また、キッカーのシャントインピーダンスが WOC 型とそれほど遜色がないので、単位長さあたりの台数を大きくでき、長さあたりのシャントインピーダンスを WOC 型より高くできる可能性がある。ただし、つながっているビームパイプのカットオフ周波数が 2GHz であり、また、駆動周波数が上昇したためカットオフ周波数がアンプの帯域内に入るため、その近辺での特性も確認する必要がある。

3 電磁場シミュレーション

空洞形状は、MAFIA を用いた電磁場の 3 次元時間領域シミュレーションを行い決定した。Input port へ長さ 17ps(rms) の Gaussian パルスを入力した際の各ポートの出力、キック電圧を計算し、それをグリーン関数として種々の入力信号波形に対する応答を計算している。キック電圧の計算には、MAFIA の縦方向ウェークポテンシャルの計算機能を用いており、バンチの発生するウェークが、Input port からの信号がキッカー内部で生成するエネルギーキックに比べて無視できるような小さなバンチ電荷を与えている。これにより transit time factor を含めたキック電圧が計算できている。

キッカーの駆動には、1 バンチに対して $f_k = 1.65\text{GHz}$ の 3 連の波束を用いるが、定常状態での電圧を得るためには長い 10 連の波束に対する応答も調べる必要があるため、図 3 のような、波の数を 1、3 連、10 連とした波束を Input port への入力波形としている。この入力信号に対する、Input port からの反射出力、H-port および V-port からの出力をそれぞれ図 4、5、6 に示す。また、キック電圧を図 7 に示す。また、図 8 から、キック電圧は、H-port からの出力信号にほぼ相似であることがわかる。

図 3 から、入力パワー P は、ポート当たり 2W、左右の 2 ポートの合計で $P = 4\text{W}$ 、また、図 7 からキック電圧 V_k が 3 連のピーク値、すなわち実際バンチをキックする電圧で 59V、10 連の定常状態で 76V であるので、シャントインピーダンス $R_s = V_k^2/2P$ は 3 連のピーク値では 440Ω 、定常電圧では 720Ω となる。従来の WOC 型キッカー[2-4]では、定常電圧で $R_s = 1\text{k}\Omega$ 、長さ 0.25m 程度であるが、本キッカーの長さが 0.1m であることを考えると、単位長さあたりのシャントインピーダンスは、WOC 型の場合より大きくとれると期待できる。

図 9、10 は、rms で 17 ps (= 5mm/光速) のバンチが生成する水平、垂直および縦方向ウェーク場を示している。これらは H-port、V-port を設けたことにより十分に早く減衰している。

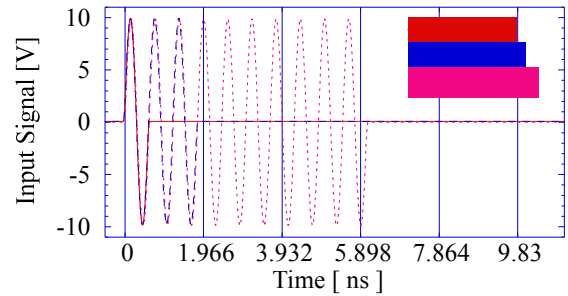


図 3 : Input port への入力波形。単発(1 wave)、3 連(3 waves)、10 連(10 waves)の波束を入力。横軸一目盛はバンチ間隔 ($1/f_{RF} = 1/508.58\text{MHz} = 1.966\text{ ns}$)となっている。

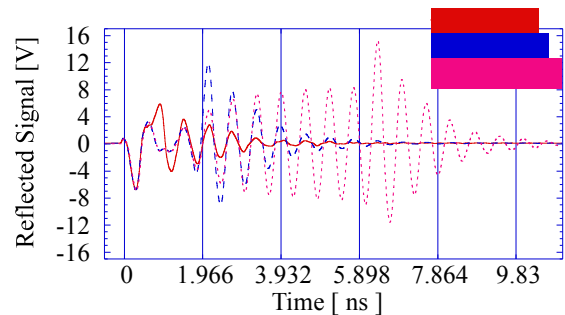


図 4 : Input port への反射出力。

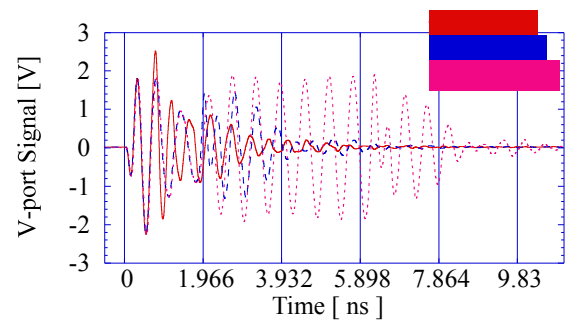


図 5 : V-port の出力信号。

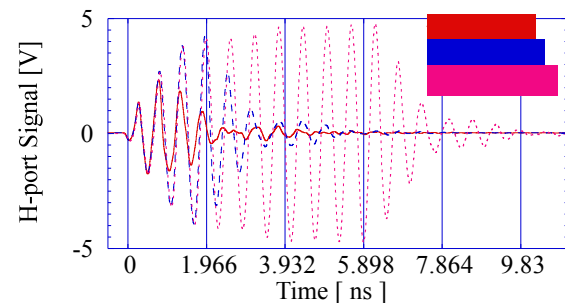


図 6 : H-port の出力信号

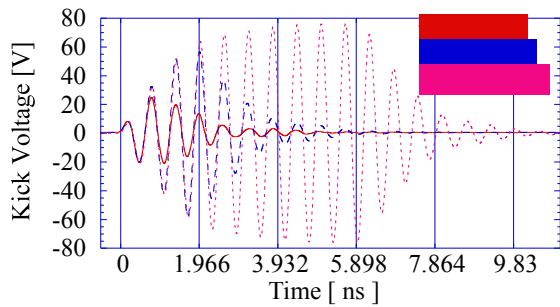


図7: キック電圧。通常の駆動方法である3連 (3 waves)ではキック電圧の最大値が59V、10連(10 waves)では定常状態に達しており、そのときのキック電圧は76Vとなっている。

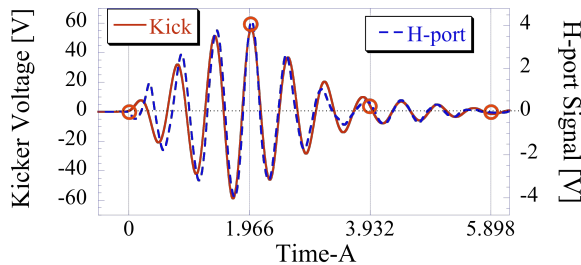


図8: 通常の駆動方法である3連の波束で駆動した場合のキック電圧 (Kick)とH-port出力 (H-port)。H-port出力は、立ち上がりではキックと位相のずれがみられるが、ピーク以降ではキックによく対応している。バンチのタイミング、電圧は赤丸で示されており、キックされるバンチは1.966 nsのピーク電圧時に通過し、次のバンチは3.932 nsのキックが0近辺のところを通過する。その次のバンチ(5.898ns)ではキックは十分に減衰している。

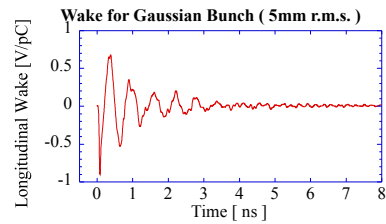


図9: 縦方向ウェーク場。バンチ長5mm (rms)。

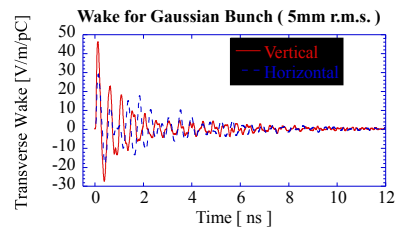


図10: 水平(Horizontal)と垂直(vertical)ウェーク場。

3. キッカー駆動回路

このキッカーは $f_k = (3+1/4) f_{RF}$ の周波数で駆動されるため、RFの1周期の間に3波長を入力することができる。そのため、従来の $(2+3/4) f_{RF}$ で駆動するWOC型の場合には必要であったQPSKなどの信号処理回路が不要となり、図11に示すような簡単で、かつ遅延量や減衰器を交換することにより柔軟に入波形整形が可能な駆動回路を用いることができる。

高速のパルス発生器の生成する短い矩形波をImpulse Forming Network (IFN) または、一つのポートをショートしたSMA-Tを用いて、バイポーラのパルスに変換する。これを3分割し、それぞれの信号にキッカー周期を $T_k=1/f_k$ として、 $0, T_k, 2T_k$ の遅延時間差をもつ長さの異なるケーブルを接続して時間をずらし、そのあと合成器により信号を足し合わせ、3連の波束を生成する。この信号がパワーアンプ、2分配、サーキュレータを経てキッカーに供給される。今回のテストでは用いていないが、フィードバックの信号を用いたキッカー電圧の振幅変調は、図11のようにパルス発生器の出力パルスに対して行う予定である。

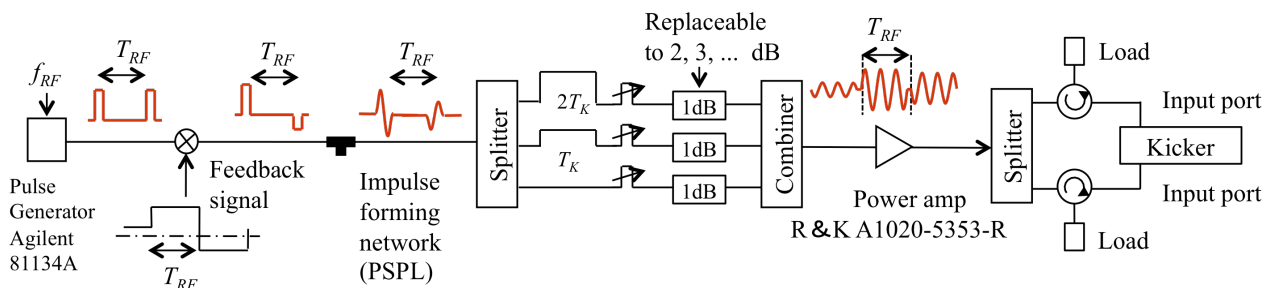


図11: キッカー駆動回路。 $T_{RF}=1/f_{RF}$ 、 $T_k=1/f_k$ はRFの周期およびキック周波数の周期である。アンプやサーキュレータ、分配器などの周波数特性による波形の乱れの補正は、3連の波束を生成しているディレイケーブルにつながれた遅延トリマや、減衰器を変更することによりある程度は可能である。

4 時間領域での測定

図11の駆動回路を用いてキッカーを駆動し、特性を測定した結果を示す。図12はパワーアンプへの入

力信号であり、3連の波束が形成されている。この信号はパワーアンプで増幅された後、ハイパワー分配器、ハイパワーサーキュレータを経て、キッカー

の Input port に供給される。すなわちキッカーへの入力信号 (図 13)となる。アンプ、分配器、サーキュレータの周波数特性により図 12 からかなり乱されている。この波形の整形は、図 11 の 3 分配後の遅延ケーブルに設置された遅延量、減衰量の調整によりある程度は可能と考えられる。なお、以下の測定では、パワーアンプ直後に減衰器を置き信号を低減している。図 14、15 ではそれぞれ、H-port および V-port について、測定された出力値および、図 13 の入力信号をもとにシミュレーション結果から得られた値を同時にしめしている。H-port および V-port の出力は、シミュレーションとかなりよく一致している。図 16 には、図 13 の入力信号とシミュレーションの結果をもとに得られたキック電圧を示す。

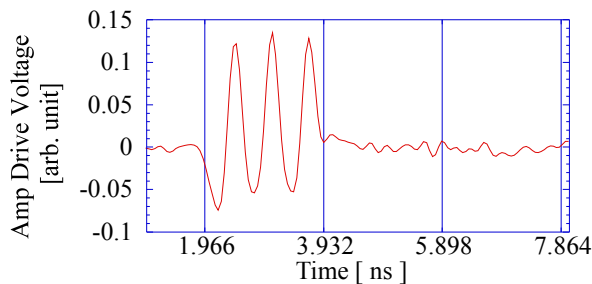


図 12 : パワーアンプ入力信号。Combiner 出力。

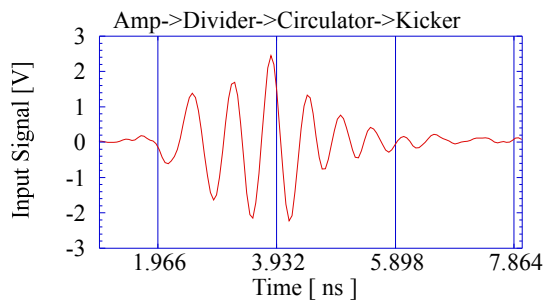


図 13 : キッカー入力信号 (Input port 入力)。パワーアンプ、分配器、サーキュレータを経た信号である。

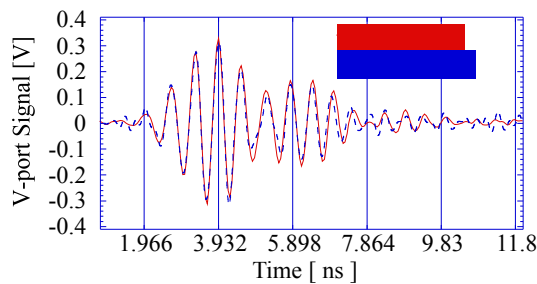


図 14 : V-port の出力。

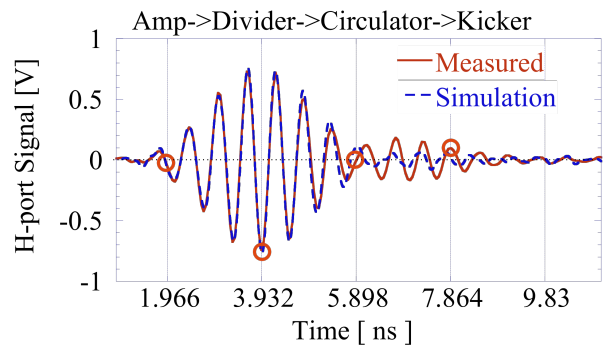


図 15 : H-port の出力信号。測定値(measured)では、2つの周波数のうなりのようなものが観測され、次のバンチ (5.898ns)でのキック電圧を低減している。

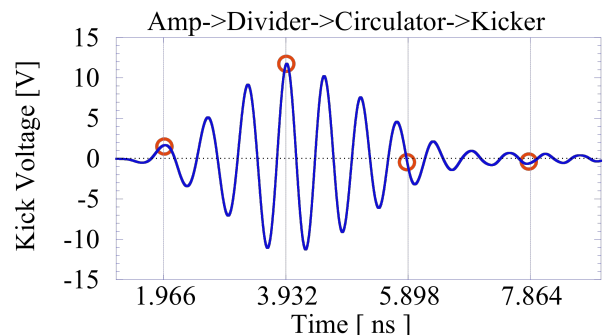


図 16 : 図 13 の入力信号とシミュレーション結果から得られたキック電圧。

周波数領域測定

ネットワークアナライザを用いて、Input port への入力に対する H-port 出力、V-port 出力の応答を調べた。結果をそれぞれ、図 17, 18 に示す。値は、電圧比で示している。これらの図には、時間領域シミュレーションからもとめた周波数応答を同時に示している。H-port の結果では、測定値において、共鳴周波数近辺のピークについて、計算より高く、幅が狭いことがわかり、周波数帯域が、計算より狭いと考えられる。

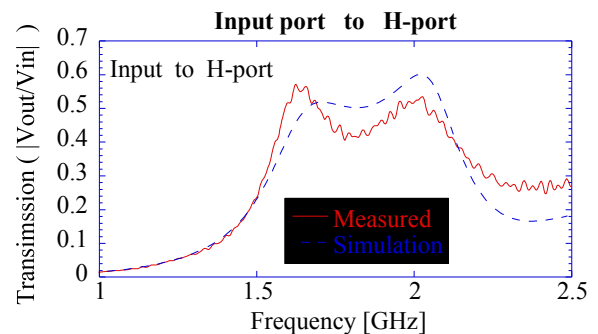


図 17 : Input port からの入力に対する H-port 出力の周波数応答。電圧比を示している。

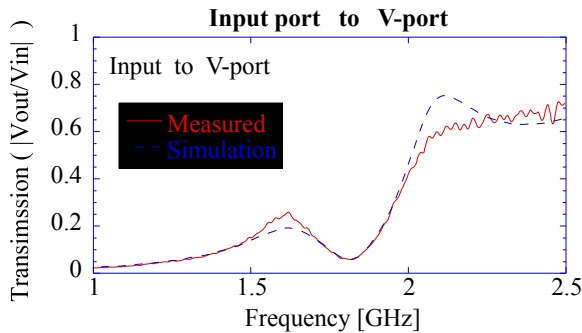


図 18 : Input port からの入力に対する V-port 出力の周波数応答。電圧比を示している

また、カットオフ周波数より大きい電磁場の挙動を調べるため、図 2 の 2 台のキッカーの間の信号の伝搬を計測した。幅 90mm、高さ 40mm の楕円のビームパイプのカットオフ周波数は 2GHz、そのモードは電場が垂直方向を向き、垂直方向に節をもたない。キッカー形状の対称性から理想的にはこのようなモードは形成されないが、実際には製作精度等が存在するのでわずかに対称性が崩れており、それによりキッカーを駆動する際に生成され、伝搬している恐れがある。そこで、図 2 の、一方のキッカー B の左右の Input port から信号を入力し、それがその隣のキッカー A の各ポートへ伝わる強度をネットワークアナライザにより計測した。キャリブレーションは片側の Input port への入力信号により行っている。加えてキックを駆動している場合に行ったオシロスコープでの測定では、キッカー A の上下の V-port の出力信号の極性が反転していることが判明しており、予想どおりビームパイプの垂直の TE モードが発生、伝達していると考えられる。

信号の伝搬量は -60dB であるので、アンプのパワー数百 W に対しても発熱的には問題にならないが、高感度なシステムが近辺にある場合には、そのシステムにはカットオフ周波数以上を遮断するフィルタ等を用いる必要があると考えられる。また、今回はビームパイプの幅を 90mm で製作したが、これを小さくし、カットオフ周波数を下げることにより対応することも場合によっては可能である。

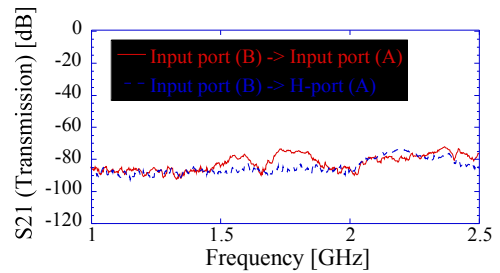
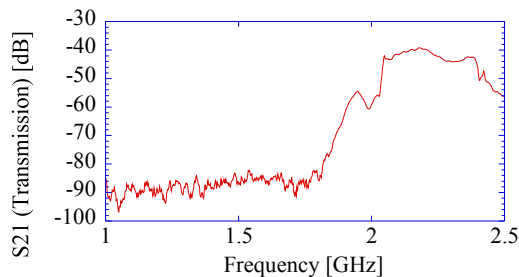


図 17: 2連のキッカー(図 2)の一方(B)の Input port からもう一方のキッカー(A)の V-port へ(上図)、および Input port と H-port へ(下図)の信号伝搬の周波数依存性。V-port についてはカットオフ周波数 2GHz 近くで 15dB 程度の急激な増大がみられる。

まとめ

Resonant strip-line 型縦方向キッカーを提案・製作し、種々の高周波測定を行った。結果は、ほぼ MAFIA を用いた 3 次元電磁場シミュレーションの結果に近いが、若干、共振モードの Q 値が高いものと考えられる。このように測定結果がシミュレーションとほぼ一致していることから、本キッカーのインピーダンスは、シミュレーションでの値と大きく異なることはなく、従来の waveguide overload cavity 型に近い値が得られていると期待できる。また、長さが waveguide overloaded cavity 型の半分以下であるので、単位長さあたりのインピーダンスを大きくとれる可能性がある。また、 $(3+1/4)f_{RF}$ で駆動できるため、簡単でかつ波形調整が可能な駆動回路を用いることができる。今後、ハイパワー試験などを経て、低エネルギー運転の要求やそこでの蓄積電流およびビーム安定性の改善の必要性が高まり次第、リングに設置すること検討していく予定である。

- [1] T. Nakamura, T. Ohshima, E. Ego, Y. Ohashi, K. Soutome, K. Tamura, Proc. of the 3rd Annual Meeting of Particle Acc. Society of Japan, TP-58, p.675 (2006).
- [2] R. Boni, et. al, Particle Accelerators, Vol 52, p 95 (1996).
- [3] S. Kahn, et al., Proc. of PAC 99, p.1147 (1999).
- [4] M. Dehler, "Kicker Design for the ELETTRA/SLS Longitudinal Multi-bunch Feedback", Proc. of EPAC02, p 2070 (2002).
- [5] W. K. Lau, L.H. Chang, C.W. Chen, H.Y. Chen, P.J. Chou, S.Y. Hsu, K.T. Hsu and T.T. Yang, "A New Kicker for the TLS Longitudinal Feedback System", Proc of PAC05, p. 949 (2005).
- [6] T. Obina, W. X. Cheng, T. Honda and M. Tobiyama, "Longitudinal Feedback System for the Photon Factory", Proc. of PAC07, p.223 (2007).