

ADAPTIVE CONTROL OF ACTIVE FILTER USING DSP

Toshiyuki Ozaki

Accelerator Laboratory, KEK

1-1 Oho, Tsukuba-shi, Ibaraki-ken, 305-0801

Abstract

In order to reduce output-voltage ripple of power supply, an active filter is necessary. In this paper, the active filter with DSP is proposed. The waveform from active filter can be flexibly improved by DSP programming. The output-voltage ripple can be enough reduced by mixing frequency components of the input-voltage ripple. The result of adaptive control using LMS algorism is presented. The improvement by using filtered-X method is discussed.

DSPによるアクティブフィルターの適応制御

1. はじめに

次世代の加速器では、各コンポーネントの電源の安定度やリップルに対する仕様がきびしくなると思われる。例えば、KEKの将来計画の1つであるERL計画の報告書「コンパクトERLの設計研究」^[1]に以下のような要求が出されている。

- ・ X線のERLでは、従来よりも一桁小さい位相安定度が要求されることから、クライストロン電源の安定度の向上が要求される。電源変動の主たるものはリップルによる変動であるので、0.1%~0.01%の安定度の目指した電源のスタディが必要である。
- ・ ERLで、バンチギャップを設ける運転をすれば、ビーム負荷の変動により、電子銃用の高電圧の変動が引き起こされる。

電磁石電源に於いては、電流リップルを減少させるために、従来からアクティブフィルターが用いられている。これはアナログ回路であるが、デジタル回路に変更し、電磁石電源での有用性を検討し、さらに、これを、上述のクライストロン電源や電子銃に応用する事を検討する。

2. アクティブフィルターの原理

アクティブフィルターは、リップル波形に、その反対位相の電圧をリアクトルトランスを介して加算して、リップルを消去する回路である。ところが、実際は、以下に述べるように、それほど完全な性能が出ていない。

一般に市販されている民生機器でも、ノイズ・キャンセリング機能付きヘッドホンは、上述の機能を持っている。つまり、ヘッドホンに内蔵したマイクで周囲の騒音を拾い、内部の回路で逆位相の音を発生して、外部騒音を耳元で約1/3~1/5にしている。DSPを用いたノイズ・キャンセリングの方法、つまり、適応フィルター技術が開発されているので、DSPの加速器電源への応用を考えてみる。

3. 試験電源

試験電源の回路を図1に示す。トランス1次側は200Vで2次側は33Vである。3相ダイオードで整流した後、LCパッシブフィルターでリップルを減衰させる。出力のDC電圧は45Vである。負荷は当面の議論を単純にするため、40Ω抵抗を用いた。したがって、主たるリップル周波数は300Hzで、次に、相による違いから出てくる100Hz成分が多い。平滑用コンデンサ両端の電圧を分圧し、アイソレーションアンプを通して、HPF(High Pass Filter)でDCをカットし、50Hz以上を通過させ、LPF(Low Pass Filter)でアイソレーションアンプのキャリアを落ととしている。

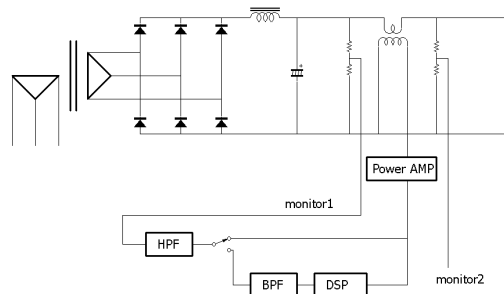


図1 試験電源の回路(1)

図1のHPFの下流の切り替えスイッチを上にしてパワーアンプのゲインを変えた場合の出力リップル電圧の変化を図2に示す。ゲインを9段階で増した場合を、図2の下から上に示す。つまり、最下段のプロットは、ゲインが小さい場合である。ゲインを上げていくとリップル電圧は減ってくる。さらにゲインを上げると過補正でリップル電圧が大きくなる。最適なゲインでも、数分の1程度に低減する改善しかできていない。

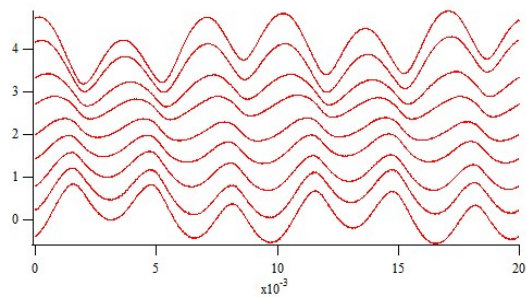


図2 パワーアンプゲイン調整によるリップル電圧波形の変化。下から順にゲインを上げて行った場合の波形の変化を示す。横軸は時間(秒)で、50Hzの1周期分(20ms)である。

4. DSP補正の1例

ハイパスフィルターとパワーアンプの間にDSPを入れた。(これは図1の切り替えスイッチを下方に変えた場合である。)

本装置のDSPとして、日本テキサスインスツルメントのTMS320C6713 DSP Starter Kitを用いた。この回路は入出力ともRCフィルターが入っていて、実際の波形を読めないで、ケプストラム社の拡張ボードDSK8AD1DAをインターフェイスとして用いた。リップル波形は、並列の100Hz BPF(Band Pass Filter)と300Hz BPFを通り、DSPに入る。プログラミングはCCstudio 3.1のC++で行い、Intr8AD1DAクラス^[2]を用いた。クロックは、0.1msである。

作成したプログラムで、300Hz成分を2.4ms遅らせ2.3倍し、100Hz成分を8.5ms遅らせ4倍し、両者を合成した時、出力モニターが最小になった。この時の波形を図3に示す。

図3では、主に600Hz成分が大きく見えてきたので、さらに、BPFを増やし、最適なゲインや遅れ時間を選べば、さらにリップル低減化ができる。

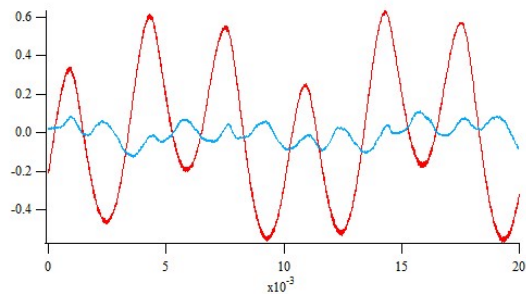


図3 アクティブフィルターの補正の有無によるリップル電圧波形の相違。横軸は時間(秒)で、50Hzの1周期分(20ms)である。

5. 適応型アクティブフィルター

電力系統の電圧や周波数の変化やコンバーターの点弧角の変更により、リップル波形は時々刻々と変わる。これに伴い最適なフィルターは変わる。デジタルフィルターの特徴は、特性を簡単に変えることができる。つまり、周囲の状況変化を検知し、目的に合わせ、プログラムの係数を書き換え、適応して、フィルター特性を変える。

パッシブフィルター側の電圧リップル波形 V_S は、DSPの第1入力ポートに入り、デジタルフィルターで処理された波形は、アンプされ、リアクトルトランスを介して減算される。元の波形との差である負荷側電圧リップル波形が、残誤差波形としてDSPの第2入力ポートに送られる。

係数修正アルゴリズムは、この残誤差波形(つまり、負荷側リップル波形)ができるだけ小さくなるように、この残誤差波形を利用してデジタルフィルターの係数を修正する。これが、適応型アクティブフィルターの基本的な考え方である。

この適応フィルターの出力信号 $y[n]$ は

$$y[n] = \sum_{k=0}^M h[k]x[n-k]$$

である。適応フィルターの出力がアンプされて $V_{AF}[n]$ となる。したがって、誤差信号は、 $\varepsilon[n] = V_S[n] - V_{AF}[n]$ である。

適応フィルターは、 $\varepsilon[n]$ の二乗の期待値、つまり、二乗平均誤差、 $e = E\{\varepsilon^2[n]\}$ を最小にするように係数を修正していく動作をする。(ここで $E\{\cdot\}$ は平均操作である。)これは、まさに、リップルの実効値の定義そのものであり、つまり、適応フィルターは、電圧リップル実効値を最小にする機能と考えることができる。

そこで、リップル実効値を最小にする最適フィルター係数を求める計算を行うプログラミングを開発する必要がある。出力側からの情報により、フィルター特性の係数を、最適化の最急降下法で、つまり、次の式を繰り返すことにより、逐次的に求める。

$$h_k[n+1] = h_k[n] + 2\mu E\{\varepsilon[n]x[n-k]\}$$

$$k = 0, 1, \dots, M$$

しかしながら、この式には、期待値を求める操作が入るために、計算量が大きくなるので、期待値を求める操作を省略した次式

$$h_k[n+1] = h_k[n] + 2\mu\varepsilon[n]x[n-k]$$

$$k = 0, 1, \dots, M$$

を用いるLMSアルゴリズムを用いた。

この式を繰り返し、逐次的に適応フィルター係数を求めて、負荷側の電圧リップルを最小化する。

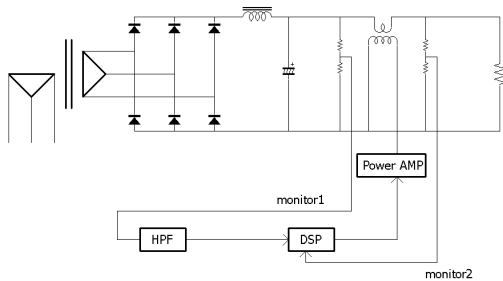


図4 試験電源の回路(2)

試験電源の回路を図4のように、電圧リップル信号をDSPで読めるようにした。モニター波形のDC成分を小さくし、 μ をかなり小さくして安定な動作を得た。

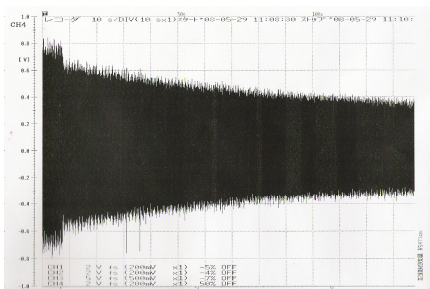


図5 LMSアルゴリズムによるリップル電圧低減

図5は10秒/divで、左端から約7秒の位置で、10段のフィルター係数を持つ適応フィルターのアクティブフィルターをオンさせている。約120秒でリップルを半減させている。これは、あまりに遅く、また手動調整での結果程度の改善しか出来なかったことになる。

これは、通常の適応フィルターの構成と違い、DSPの下流にアンプとトランスが存在し、それが周波数特性を持つためと思われる。この伝達関数を推定し、図6に示す補償関数 \hat{C} を組み入れる方法、つまり、ノイズキャンセラ技術におけるFiltered-X法の手法が、今後の改善に有用と思われる。

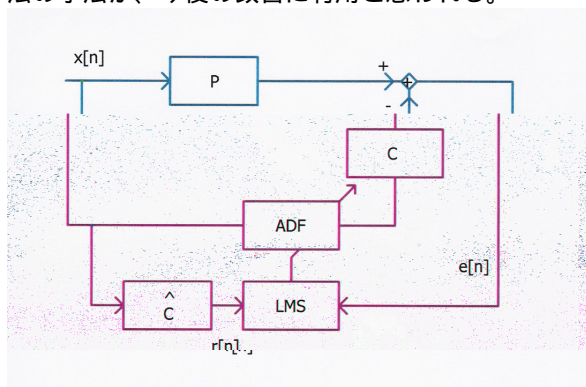


図6 Filtered-X法の適応フィルター

アルゴリズムは

$$h_k[n+1] = h_k[n] + 2\mu\varepsilon[n]r[n]$$

で、ここで

$$r[n] = c_n x_n$$

$$\hat{c} = [\hat{c}(1), \hat{c}(2), \dots, \hat{c}(M)]$$

$$x_n = [x[n], x[n-1], \dots, x[n-M+1]]^T$$

である。

6. ERLの電源への応用

第1項の序文に述べたERLのクライストロン電源のリップル問題に対しては、KEKB (TRISTAN)のクライストロン電源^[3]は、定格7kVで20Aあるから、負荷を抵抗と見なせば35であり、本論文の電源の負荷抵抗40と同程度であるので、本研究は十分に参考になると思われる。

さらに、電子銃の負荷変動による電圧変動の安定化問題に対しても、解決案としても有効だと思われる。

ERLの周回部の電磁石の電源に対する仕様を検討したコーネルERLグループ^[4]によれば、電流の揺らぎに対して、7ppmが提出されている。これは、現在のストレージ・リング用の電源の技術で達成できている安定度、例えば、PF-ARやKEKBの電磁石電源の安定度の~50ppmより、かなり厳しい。

しかしながら、LHCの電源^[5]は、この数字を達成している。又、国内でも、近年、恒温槽の温度の高精度制御で達成している^[6]。

参考文献

- (1) 羽島良一、中村典雄、坂中章悟、小林幸則編集：コンパクトERLの設計研究 KEK Report 2007-7 JAEA-Research 2008-032 February 2008 A.
- (2) 三上直樹：C++ 活用DSPプログラミング(CQ出版)
- (3) H. Baba, Yo. Takeuchi, M. Ono, S. Isagawa, M. Yoshida, E. Ezura, T. Takashima, S. Mishima, M. Naito, I. Tohyama and K. Furuya: PAC1987 pp1523~1525.
- (4) Changsheng Song, Georg Hoffstaetter: Magnetic Field Error Sensitivity in an Energy Recovery Linac (ERL07-3): www.lns.cornell.edu/public/ERL/2007
- (5) M. Bastos, A. Cantone, G. Fernqvist, Q. King: Developments in high-precision Aspects of Power Converter Control for LHC: Proceeding of PAC07, Albuquerque, pp314~316
- (6) 山下毅: Private Communication.