

VOLTAGE CONTROL FOR IGBT CONVERTER OF CURRENT TYPE

Ta.Kubo^{A)}, S.Matsumoto^{B)}, M.Kumada^{B)}, K.Amanuma^{C)}, Y.Sato^{C)}

^{A)} KEK, High Energy Accelerator Research Organization

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

^{B)} NIRS/JST

National Institute of Radiological Science,

Japan Science Technology Organisation

4-9-1 Anagawa, Inage, Chiba, 263-0024

^{C)} Faculty of Engineering, Chiba University

1-33, Yayoi, Inage, Chiba, 263-8255

Abstract

In current-type power converter of three phase IGBT bridge, a new dc voltage control method has been developed for a conventional magnet power supply of ring accelerators. A conventional current- or voltage-type converter is used to control dc-current or -voltage indirectly in PWM mode by gate timing computed in high end DSP with the instantaneous ac-currents and -voltages. The developed method directly controls a dc-voltage in PWM mode without an information of any instantaneous ac-currents and -voltages of three phases, except for synchronized timing pulses in an ac-line voltage. The system consists of hard logics and SOC on FPGA.

電流型IGBTコンバーターの電圧制御

1. はじめに

近年のIGBT素子の性能向上により、多くの電磁石電源にIGBTが使用されるようになり、DSPの性能向上とあいまって、高力率、高調波抑制の点で自励形整流素子の特徴が生かされるようになってきた。しかしリング電磁石電源に適用する場合電磁石の特性、要求精度の高さを考慮すれば、従来のパワーエレクトロニクス中心に開発されてきた高性能のDSPを使用する変換器制御では多くの開発要素の必要性が予測できる。2, 3の例を挙げればADCの分解能、サンプリングレートと精度の関係、システム同定と制御スキームの最適化、リップル電流の処理等産業界での要求水準を3桁近く上回る性能 (10^{-7}) を実現できるかは必ずしも明確にはなっていない。

HIMAC電源で達成されたサイリスタ電磁石電源の性能は非常に優れたものであり、現時点での到達点の一頂点¹⁾ではあったが、サイリスタ素子による限界点でもあった。特に低次リップル(基本、および2次波)はactive filterによる補正がB電源では不十分で未解決と評価されるべきであり、自励形変換器で解決されるべき課題であると考えていた。放医研電源グループではHIMACの運転が定常的になった、1996年度より千葉大、日立製作所有志とIGBT変換器の検討を始めた。当初は日立製作所から提案された電圧形コンバータとチョッパーの組合せ方式が検討され、KEKで1MWモデル電磁石電源として開発されたIGBT変換器の性能がサイリスタ変換器の問題点(無効電力、高調波の抑制、低次リップルの抑制)を解決できる点で最も優れた方式と考えていた。

しかし大容量素子の種類が少なく、かつ高価格であったため、素子数が半減できる電流形変換器を使用することができればイニシャルコスト上で有利で

あり、素子数半減により信頼性が向上するばかりでなく、ON-電圧がサイリスタに比して3~5倍もあるため、ランニングコスト上変換器でのロスを半減できることは、換言すれば冷却水量、冷凍機容量等のインフラコストを減少することにもつながる利点がある。このような観点から電流形変換器制御にパワーエレクトロニクスの手法を適用する励磁電源についての共同研究を、千葉大との間に数年間に亘り実施し、その成果を放医研共同研究報告書等^{2) 3)}に発表してきた。12bit-ADC, -DACではあるが、DSPを用いて交流電圧、電流を参照し、点弧タイミングを決定して交流電流をPWM制御し、所要の直流電流波形を得る制御方式が既の実験室レベルで確立されている⁴⁾。ここでは新たに電流形変換器回路で三相交流電圧、電流を参照することなく、計算処理が大幅に縮小できる方式で制御対象の直流電圧、電流を直接制御する方法を提案し、その特徴について原理的に説明する。直流リップルを抑制するためにリップルレベルの大きい電圧信号で処理することは検出感度が高く有利であり、HIMACや電圧形コンバータ+チョッパーで用いられているMAVR+ACR制御系と同様な制御系を構成でき、少なくとも同程度のsub-ppm rippleが期待できる。

2. ゲート(点弧)パルス制御

2.1 ゲートパルスの電圧制御法:

Fig 1は三相平衡相電圧で各相電圧の絶対値波形1周期分をダイオード加算したものである。これ等の波形を図のように60度間隔で分割し、分割点間を夫々電圧制御タイミングパルス(T_{r+} , T_{r-} , T_{s+} , T_{s-} , T_{t+} , T_{t-})とする。また電圧半波波形の始めの60度をヘッド部、ピークを含む次の60度を電圧部、残

りの60度をテール部と定義する。各タイミングパルス内での各部の相はそれぞれ一定で、 T_{r+} パルスの場合にはヘッド部は V_{t-} 相、電圧部は V_{r+} 相、テール部は V_{s-} 相になる。

電圧制御タイミングパルスで分割するとFig 1に示すように、電圧相の素子はacからdcへ電流を流し、tail相の素子およびheadの素子は夫々の相でdcからacに電流を還流している。ダイオードブリッジ回路のダイオードとac line間に自励素子のIGBTを挿入すればFig 2のように電流形変換器になり、タイミングパルス区間各素子のゲートを開けば電圧相は変換器により電圧を負荷に印加して電流を供給し、テールおよびヘッド相は負荷から交流側に交流電圧に比例した電流を還流すればac側で発生する高調波電流を抑制できることになる。なおIGBT素子に直列接続されているダイオードは素子ゲートの逆耐圧保護のために設けられている。 T_{r+} 区間について考えると任意の時刻 t での各相の電圧瞬時値について三相回路では

$$V_r(t)_+ = V_s(t)_- + V_t(t)_-$$

T_{r+} 区間をスイッチングパルス幅 T_{sw} で N 等分すると、任意の時刻 t が

$$t = n T_{sw} \quad (1 \leq n \leq N) \quad \text{のとき}$$

$$V_r(n)_+ = V_s(n)_- + V_t(n)_- \quad (1)$$

このときスイッチングパルス幅 T_{sw} について時間平均を取ると、このクロックでの無負荷最大直流電圧になる。

$$E_{d0}(n) = \left\{ \int_{T_{sw}} |V_{r+}(t)| dt \right\} / T_{sw}$$

このクロックでの任意電圧 $E_d(n)$ は変調率 $\eta(n)$ ($0 \leq \eta \leq 1$)よりPWM動作によりえられる。

$$E_d(n) = \eta(n) E_{d0}(n) \quad (2)$$

一方電流については連続条件より

$$i_{r+v}(n) = i_{s-tail}(n) + i_{t-head}(n) \quad (3)$$

また T_{r+} の区間の各スイッチングパルス間に電圧指令値を夫々一定に保つ時、電圧相、テール相、ヘッド相の通電パルス巾をそれぞれ $\Delta t_{r+}(n)$, $\Delta t_{s-tail}(n)$, $\Delta t_{t-head}(n)$ とすると、 L 負荷の直流電流は一定とし、電流値が電圧に比例するものとすれば

$$\Delta t_{r+}(n) = \Delta t_{s-tail}(n) + \Delta t_{t-head}(n) \quad (4)$$

よりパルス幅のうち2個を決めればよい。

ここでは電圧相とテール相を選ぶ。また、 $\eta(n) < 1$ では直流側負荷電流の断続を避けるためバイパスペア動作をさせるので、バイパスペア動作時間 $\Delta t_{r-bpp}(n)$ は(5)式より求められる。

$$\Delta t_{r+}(n) < T_{sw} \\ \Delta t_{r-bpp}(n) = T_{sw} - \Delta t_{r+}(n) \quad (5)$$

電圧相素子はタイミングパルス区間全体で連続点弧するものとすれば、バイパスペア(bpp)動作時間 $\Delta t_{r-bpp}(n)$ の間は、ハーフブリッジ素子 r_+ , r_- が短絡されることになり、他の素子はすべてブロックされるので、ac側とdc側が完全に分離され、マグネットからdc電流が供給されることになり電流断続は避けられる。従って変調電圧の制御はbpp動作によって発生させることになる。任意のクロック n において電圧指令値 $E_d(n)$ より $\Delta t_{r+}(n)$, $\Delta t_{s-tail}(n)$ を決めればそれぞれの変換器素子の動作時

間が決まる。

T_{r+} 以外の各電圧制御パルス区間についても、同様な関係が成立することがわかる。従って各電圧制御パルスで決まるIGBT素子にハードロジック回路で点弧パルスを発生し、分配すれば、PWM動作による可変電圧制御が電圧指令値により実現できる。

2.2 ハイブリッド方式点弧パルス発生器：

上記の原理に基づく点弧パルス発生器の一例としてハイブリッド形のブロック図をFig 3に示す。PWMスイッチング周波数が高い素子にも適用可能な構成をとるため、FPGAを用いてハードウェアで並列処理を可能にすること、MAVR+ACR feed-back制御およびac電圧変動をdc側に補正安定化する機能をもつfeed-forward制御はアナログ回路で分担すること、サンプル・ホールド、アナログ掛算器、コンパレータ鋸歯状波発信機はアナログ要素とすることとした。ここまではPWMスイッチング周波数が高いこと、および点弧制御アルゴリズム以外は従来技術の延長上にあり、新たな開発項目はない。またアナログ要素の精度、分解能およびドリフトについてはフィードバックループ内にあるため、dc電流制御を加えた場合(ACR)はHIMACレベルには充分到達できる。

次にブロック図の動作を簡単に説明する。デジタル側のシフトレジスタは夫々 N 個の電圧相、テール相のパターンデータを持ち、スタート時にコントローラでROMからロードし、 N 個のクロックを周期とするリングカウンタからのクロック信号clk3でデータをシークンシャルにシフトする。clk1はPWMスイッチングクロックである。clk3はD/A変換時間、信号間演算処理等に必要な時間等を考慮してclk1より進め、clk4はコントローラの制御クロックである。コントローラは電圧パターンデータのD/Aへの電圧指令値の出力、ACR制御の電流データの取り込み(A/D)と電流パターンデータ出力(D/A)、繰返し制御演算等とstate feed back制御アルゴリズムを分担する。但し電圧制御以外のコンポーネントはブロック図上には表示していない。点弧信号発生シーケンスの一例として T_{r+} 区間では r_+ 素子は区間全体で点弧しテール相の素子 s_- はswクロックの立ち上がりでONし、テール相コンパレータ信号tailで s_- はOFFし、同時にヘッド相の素子 t_- がONする。電圧相コンパレータ出力信号"volt"により t_- 素子はOFFし、同時にバイパスペア素子 r_- がONする。この素子 r_- が次のswクロックの立ち上がりでOFFし、つぎのテール相素子 s_+ がONして1周期が経過し、コンパレータ動作がスタートし、同一シーケンスで繰返される。

次に電圧制御タイミングパルスの切替る転流点でのシーケンスは前述のシーケンスにswクロックで点弧素子が変わるだけで、 T_{r+} から T_{t-} へ替わる場合はswクロックの立ち上がりで r_- 素子がOFFし、つぎの電圧相素子 t_- とテール相 r_+ 素子がONする。テール相コンパレータ出力信号tailで r_+ 素子がOFFし、同時にヘッド相の素子 s_+ がONする。電圧相コンパレータ信号voltで t_- 素子はOFFし、同時にバイ

パスペア素子 t_+ がONする。以下同様のシーケンスを繰り返してゆくことになる。従ってハードロジックで構成されたDistributorは6個の電圧制御タイミングパルスとコンパレータ出力信号 volt, tail の2個、およびPWMスイッチングクロックの計9個の信号を用いて、各ブリッジ素子のゲート信号に変換し、分配すればよい。

またハイブリッドと同様にデジタル電圧制御発生器も検討している。

3. まとめ

自励式整流素子を用いて三相電流形変換器を構成したとき、電圧制御タイミングパルスを使用することで、制御対象がdc電圧の場合はdc電圧指令値とその測定値のみで、ac電圧は電源同期パルスとして使用するが、制御のためac電圧、電流を直接参照計算処理をする必要が全くなく、外部信号の取込数が少なく、高力率、高効率、高精度可変電圧電磁石電源をPWM制御方式で実現できる。

制御対象がdc電流の場合はMAVR+ACR、繰り返し制御等少なくともHIMACの制御系が構成できるので電圧制御システムに電流制御用A/Dを追加することでこれを実現できる。

原理的に従来のパワーエレクトロニクス制御方式と同程度の交流制御(無効電力=0, 高調波電圧、電流の抑制)が実現できる。

FPGA, SOCを含め、Embedded Systemを構成してコンポーネント数を少なくし、制御系のスペースや配線を大幅に縮小できる。従ってシステムの信頼性が高まると同時に現地工事費、経費を含めコストの大幅な削減が可能になる。

ハードロジックおよび並列処理が実現できるため、制御ソフト量、開発時間を縮小できるばかりでなく、高速処理が可能のためMOSFETのような高速低損失素子にも合理的に適用できる。

制御系の合理化と標準化によってモジュール化が可能になることで適用範囲が広がり、HEBT系電磁石のパルス運転化等も視野にはいつてくる。

参考文献

- [1] M.Kumada, "Synchrotron power supply of sub-ppm ripple current", NIRS-M-112, **HIMAC-012**
- [2] 天沼克之、熊田雅之、松本 啓、久保 宏:1998年度粒子線がん治療用加速器共同研究報告書, **HIMAC-024**, 1 (1999)
- [3] 天沼克之、熊田雅之、松本 啓、久保 宏:2001年度粒子線がん治療用加速器共同研究報告書, **HIMAC-062**, 1 (2002)
- [4] 秋田正倫、天沼克之、斉藤制海、熊田雅之: Proc. 5th Symposium on Power Supply Technology for Accelerator, **KEK Proc 99-20**, 34 (2000) in Japanese

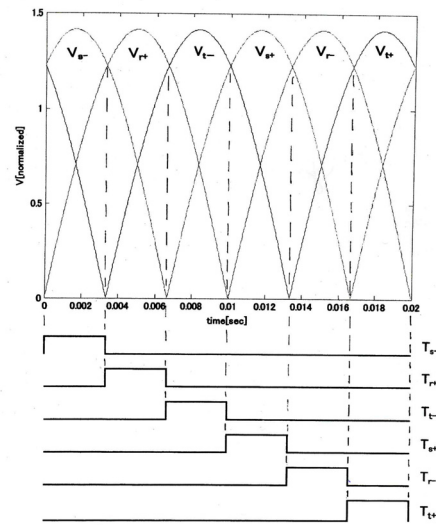


Fig.1 3-Phase Absolute Voltage and Voltage Control Timing Pulse

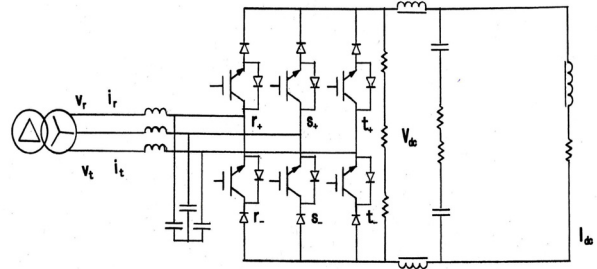


Fig. 2 AC-current Controlled One Bridge Converter of Current Type

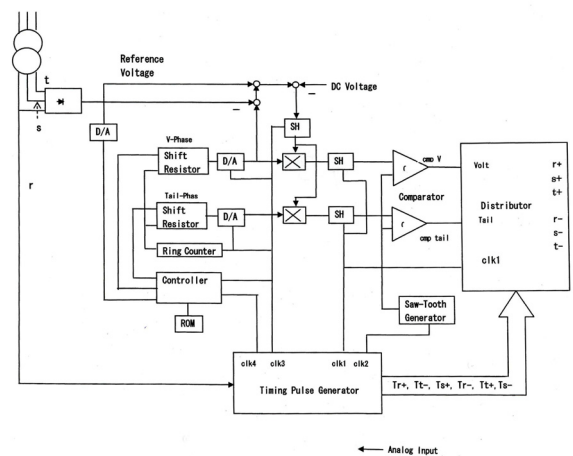


Fig.3 Hybrid Ignition Pulse Generator for Voltage Control