

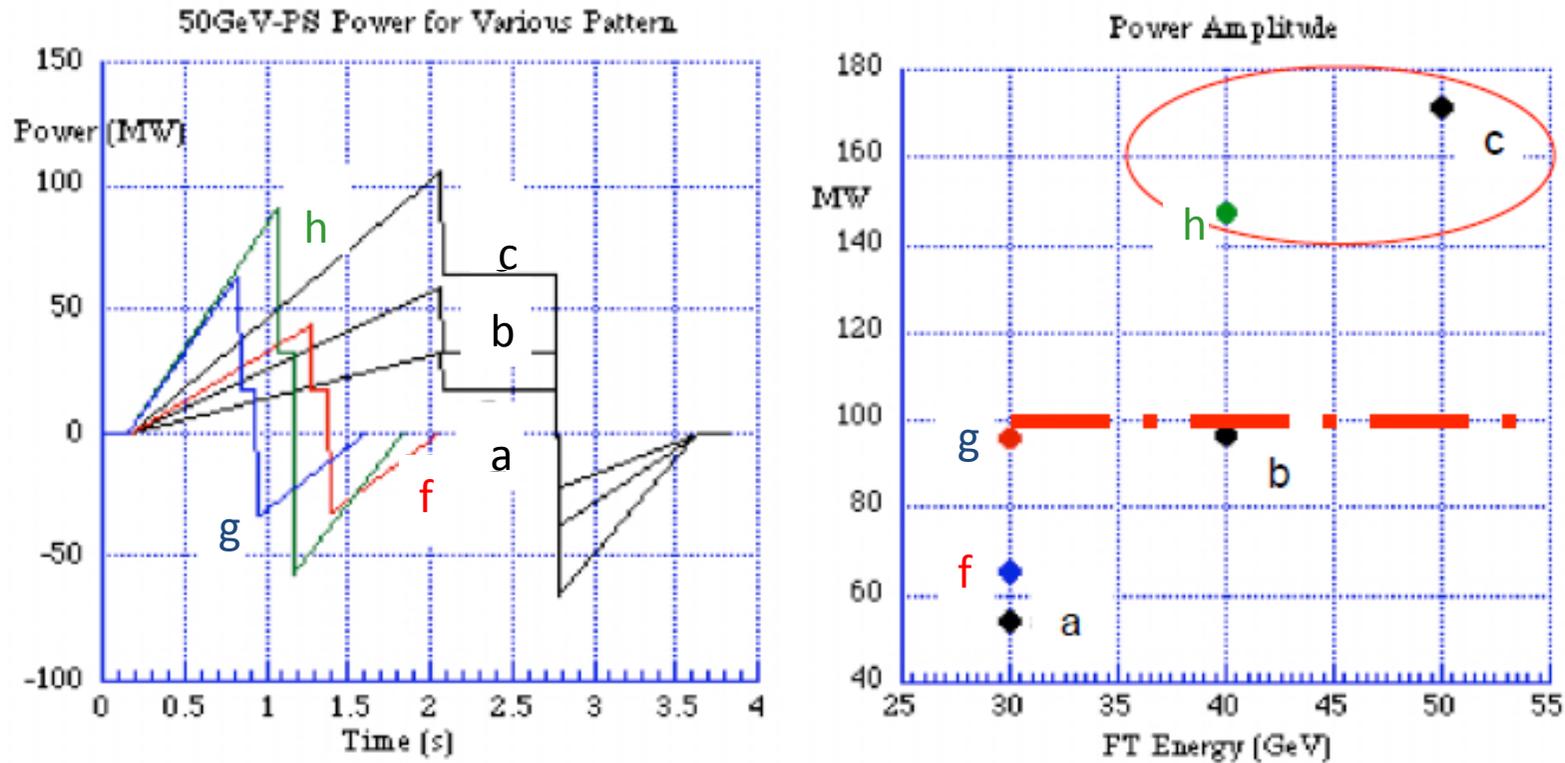


変動電力の交流側補償と 直流側補償 およびEDLCの利用

平成26年5月1日

伊瀬敏史（大阪大学）

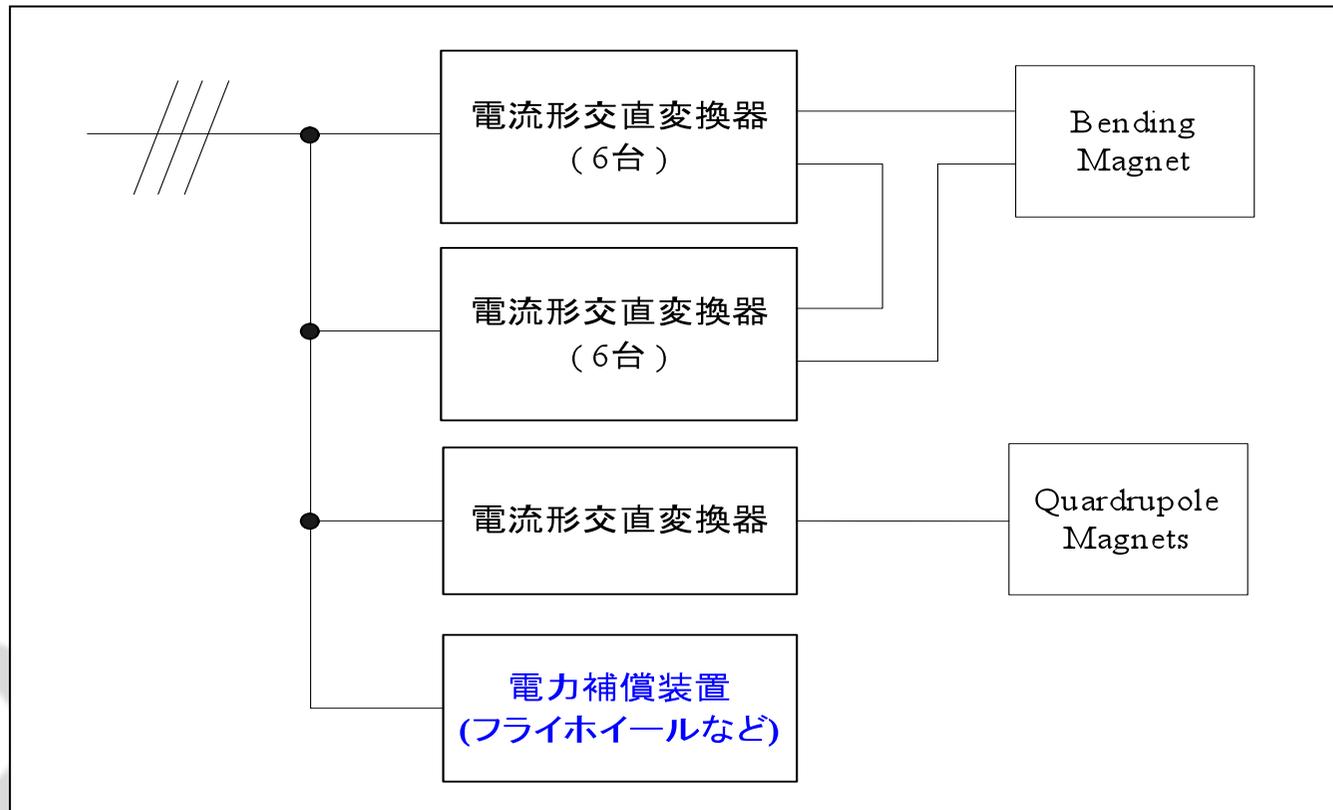
50GeV-PS(Proton Synchrotron) 偏向電磁石 の種々の加速エネルギーによる電力波形（ 左図）と全電源の要求電力振幅（右図）



a、b、cは、同じ繰り返し周期(3.64s)で、それぞれ30 GeV、40 GeV、50 GeV 加速に相当する。g、hは、それぞれ30GeV、40 GeV加速で、電源を増強して励磁速度を上げた場合、fは電源を増強せずに30GeV加速で、励磁速度を上げたものである。

変動電力の交流側補償

- 交直変換器を増設する
- 交流側に有効電力補償装置を設置

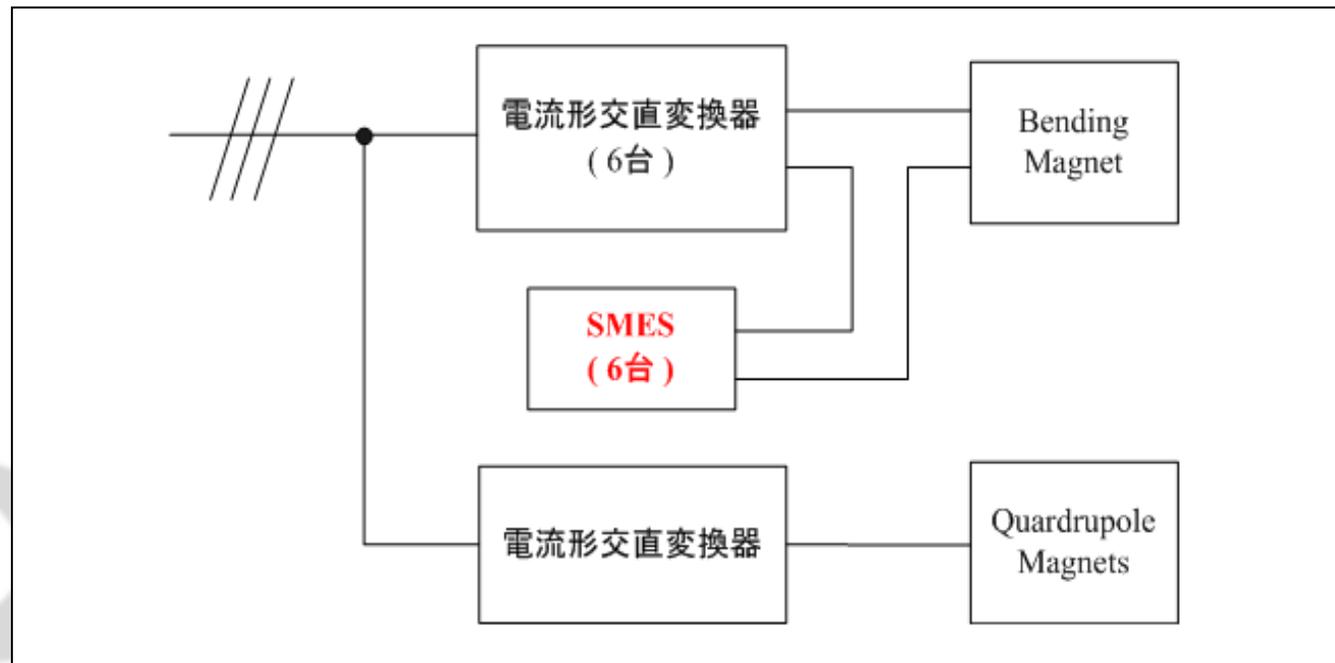


変動電力の直流側補償

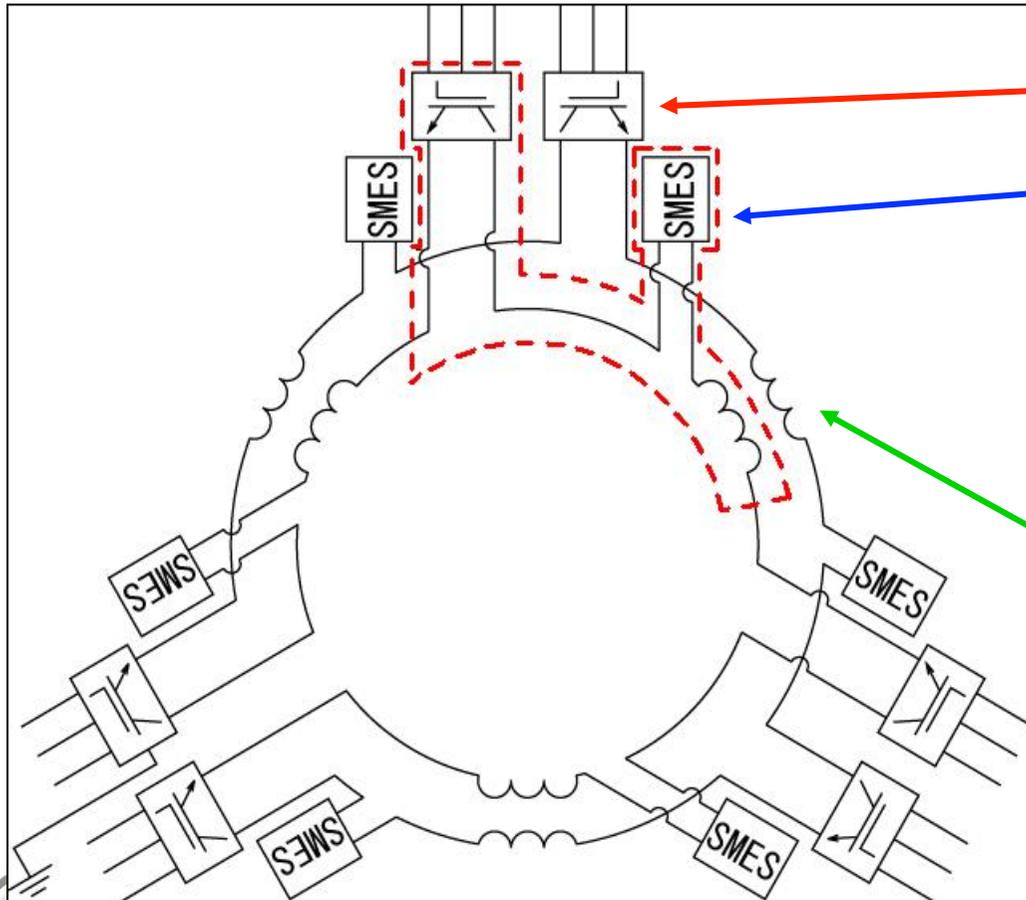
交直変換器を増設する代わりに直流側に**SMES**
や**EDLC**などの**電力貯蔵装置**を接続する



システム全体の損失と電流形交直変換器の容量を抑えることが可能



SMESを用いたシステム構成



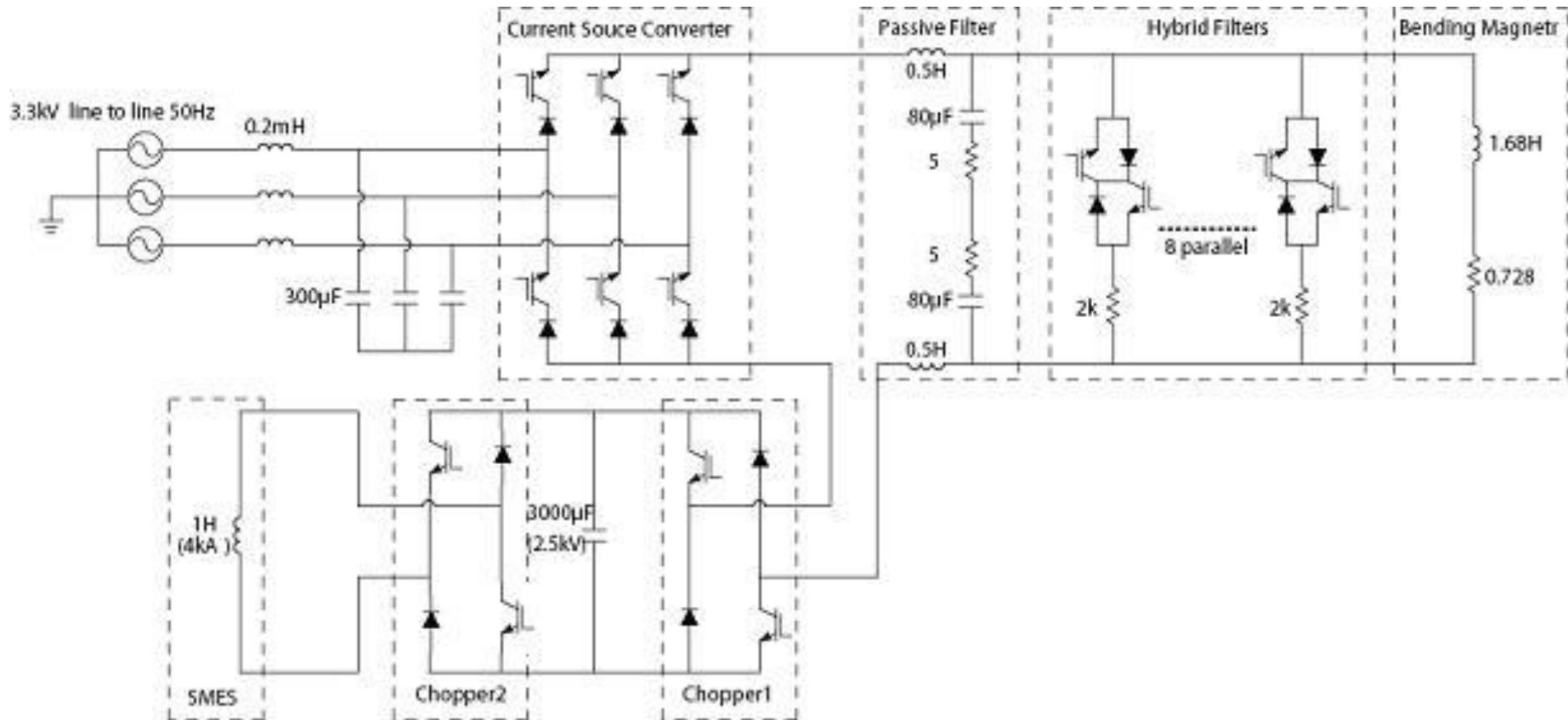
6台の電流形交直変換器
と6台のSMESからなる。

これを6分割して1モジュール
(破線部分)を検討する。

Bending Magnet

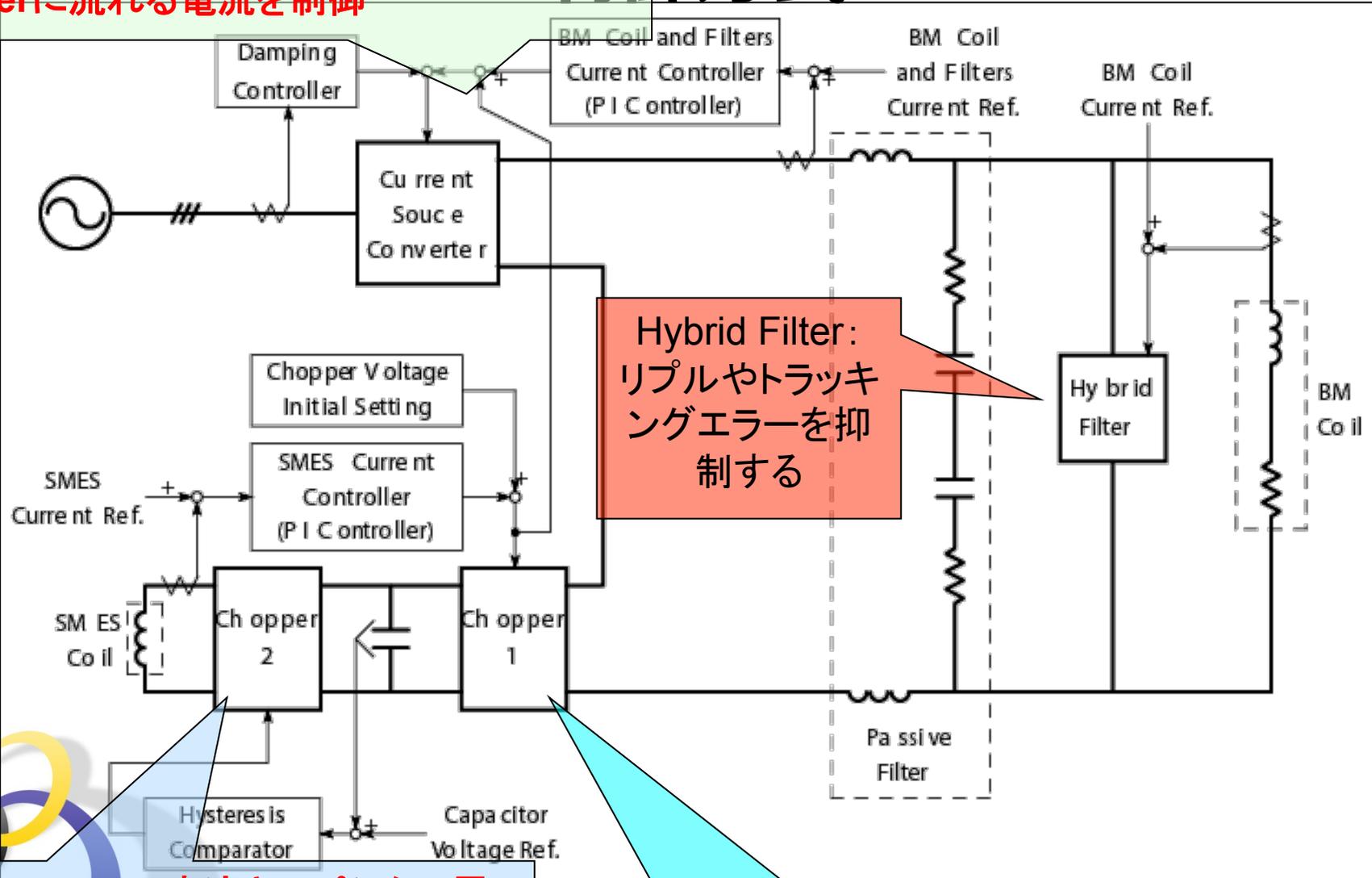
Bending Magnetに対し
て並列にHybrid Filterが
接続される

1 モジュールの回路構成



SMESは電流源であるため、Chopper2でキャパシタ電圧を一定にすることで電圧源に変換してから、Chopper1を介して電流形交直変換器の直流側に接続する。

電流形交直変換器: Bending MagnetとFilterに流れる電流を制御 **制御方式**



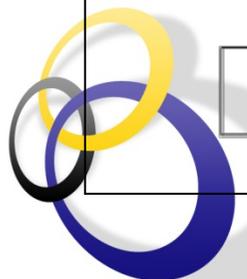
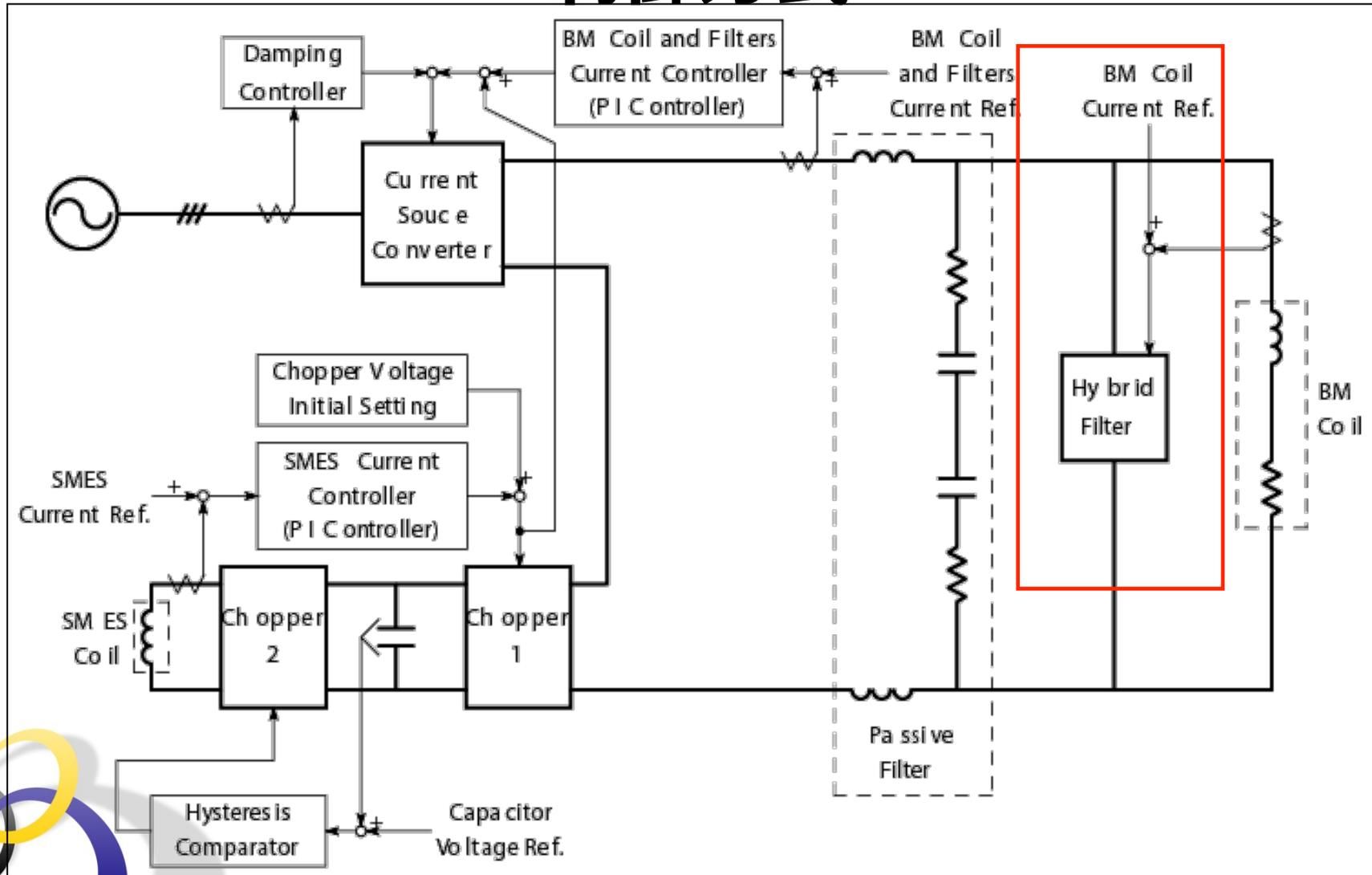
Hybrid Filter:
リップルやトラッキングエラーを抑制する

Chopper2: 直流キャパシタの電圧を一定に制御

Chopper1: SMES電流を制御



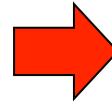
制御方式



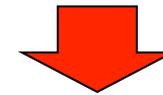
Hybrid Filterの制御

負荷電流が指令値よりも**大きい**場合

IEGTのスイッチング
デューティ d を**増加**させる



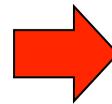
Hybrid Filterの
等価抵抗 R_{eq} が**低下**する



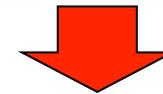
Hybrid Filterに流れる電流が増えて負荷に流れる電流が減る

負荷電流が指令値よりも**小さい**場合

IEGTのスイッチング
デューティ d を**減少**させる

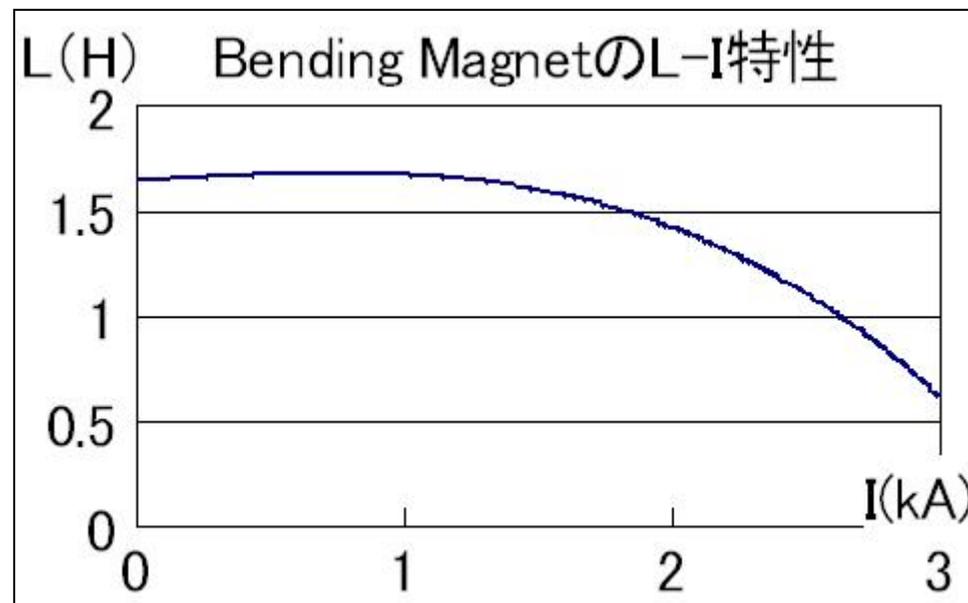
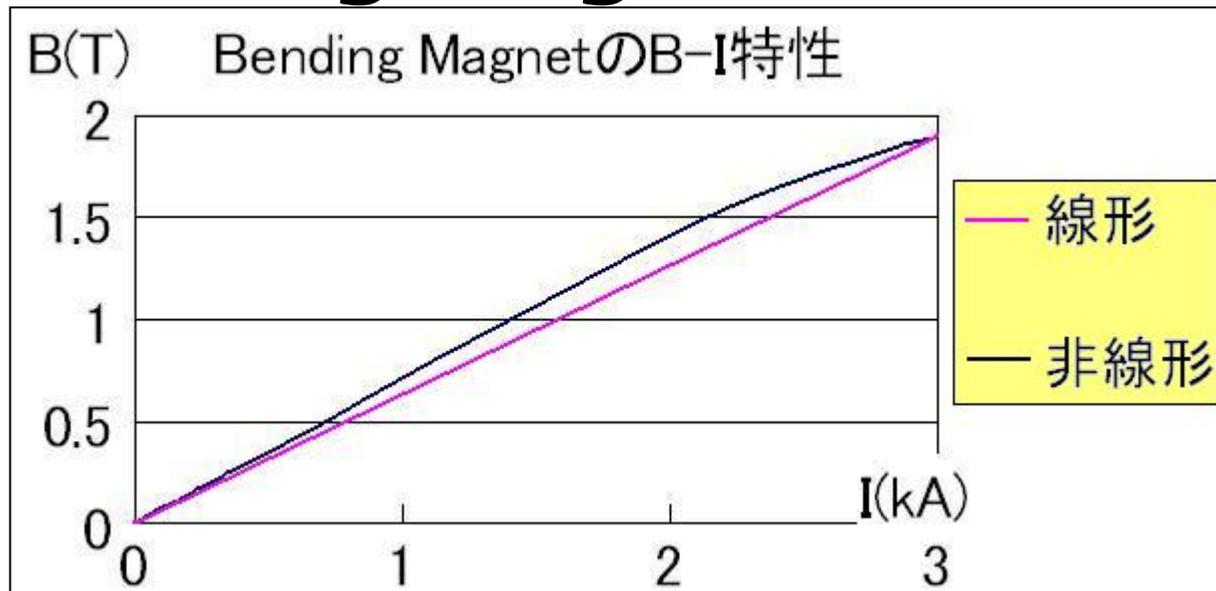


Hybrid Filterの
等価抵抗 R_{eq} が**増加**する

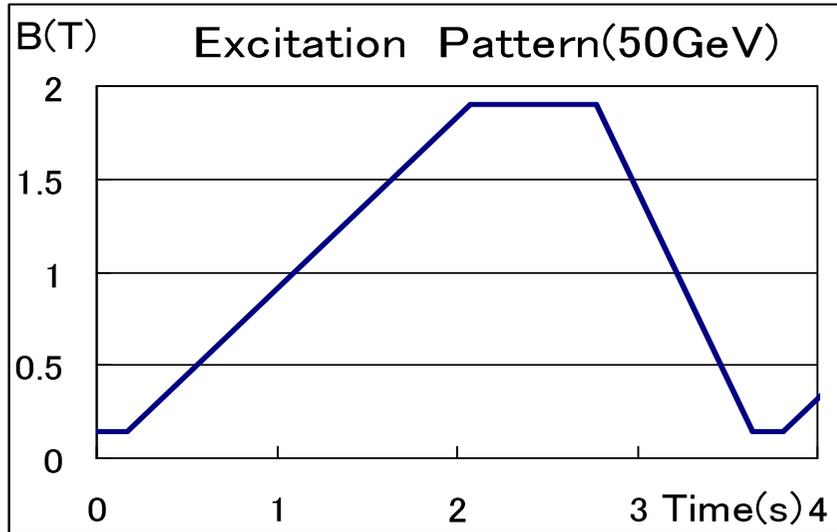


Hybrid Filterに流れる電流が減って負荷に流れる電流が増える

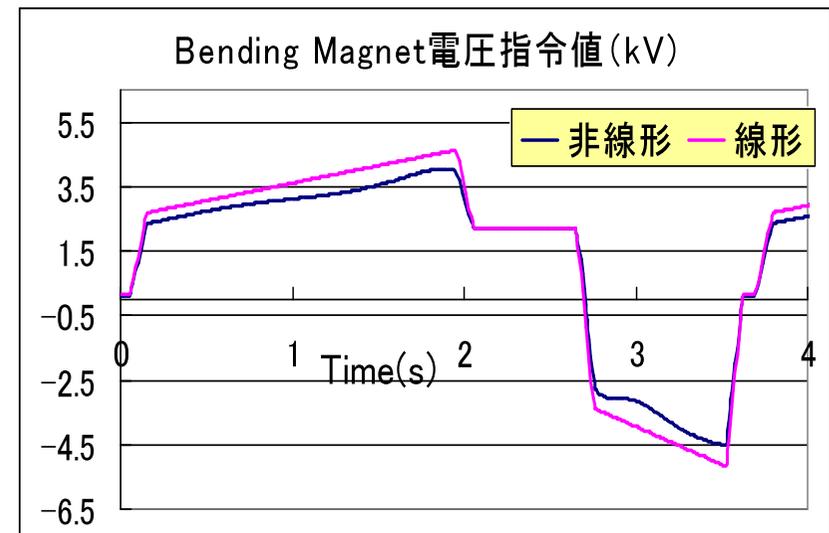
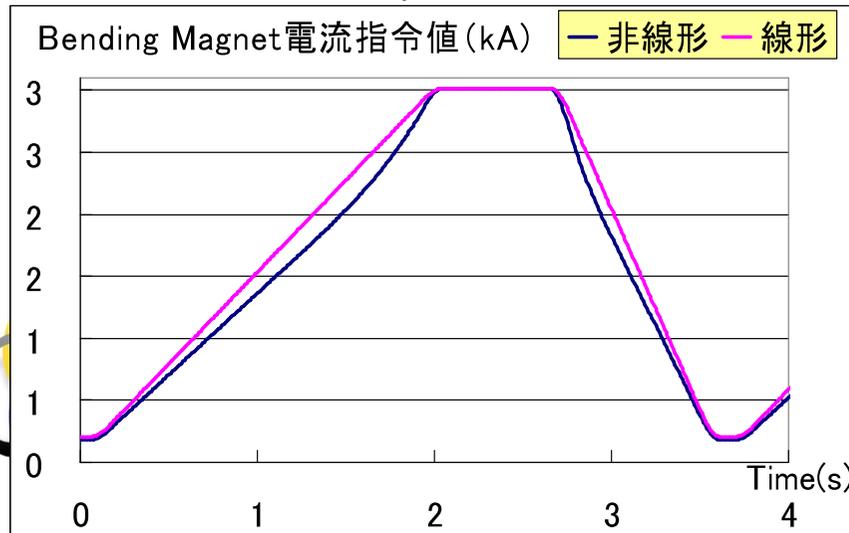
Bending Magnetの非線形性



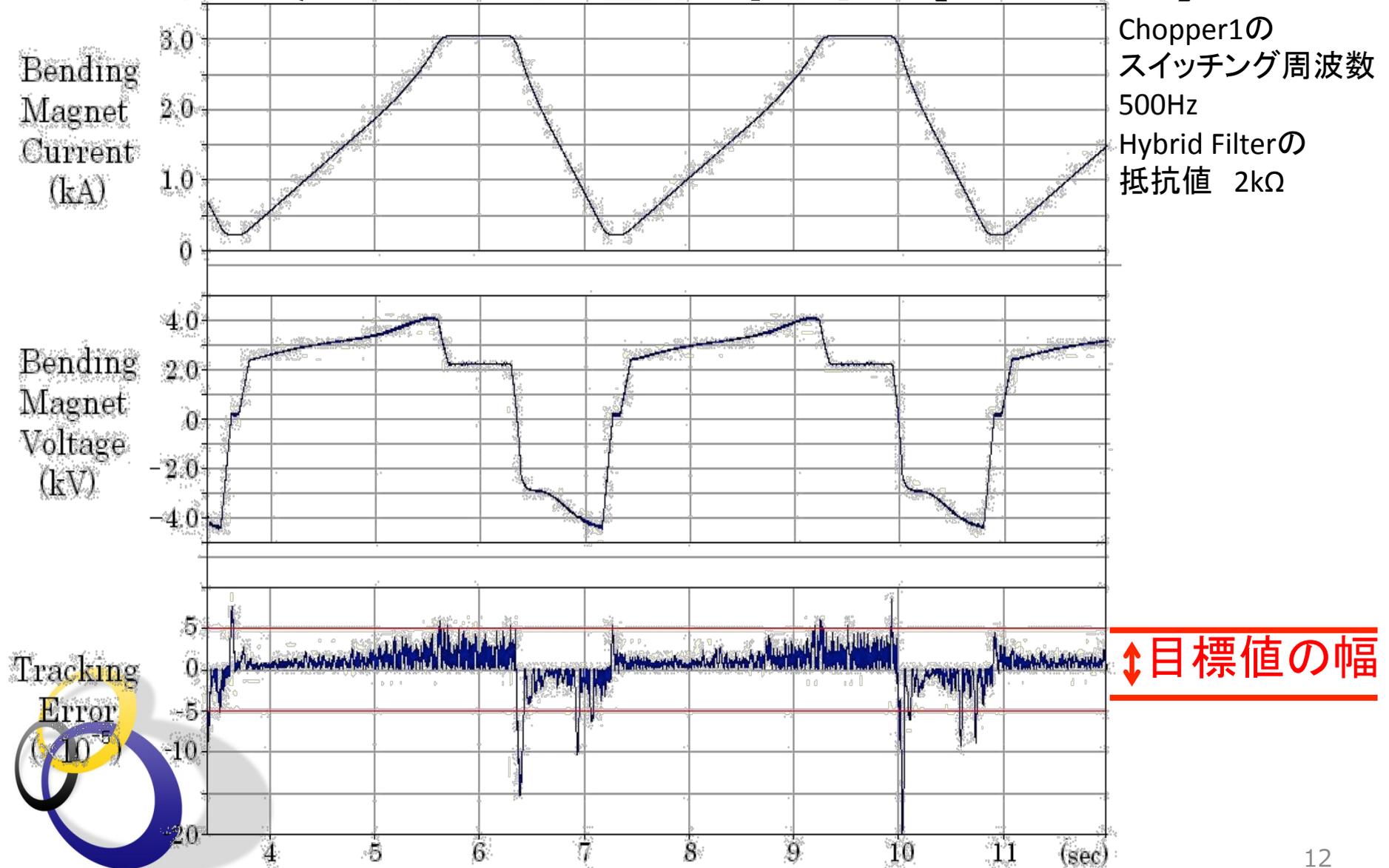
Bending Magnetの電流電圧指令値



- 1) 求められる磁場パターンから電流指令値を算出
- 2) 電流指令値から電圧指令値を算出する。



シミュレーション結果 (Case1)



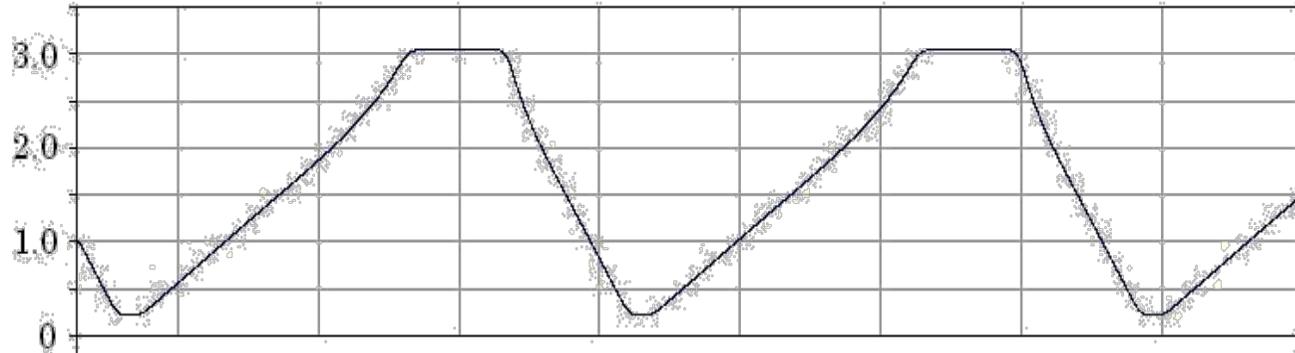
Tracking Error ($\times 10^{-5}$)

↑↓ 目標値の幅

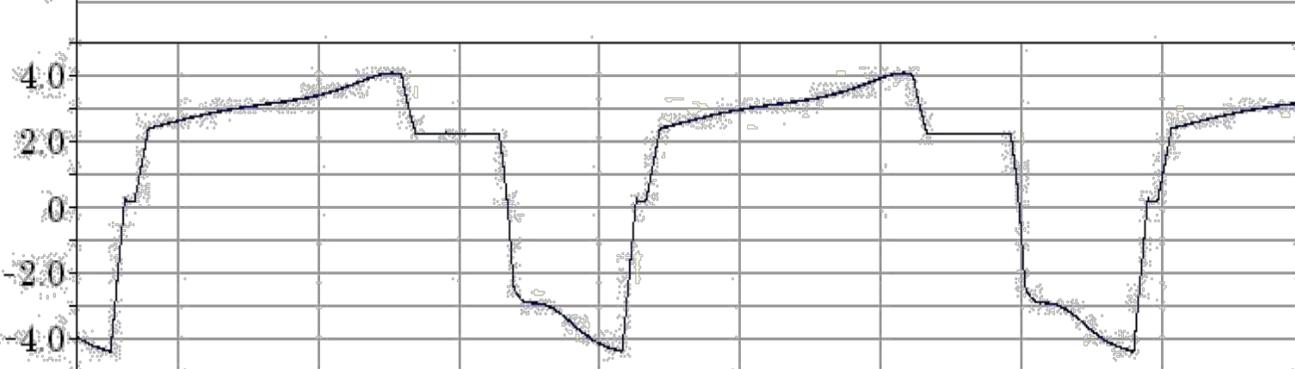
シミュレーション結果 (Case2)

Chopper1の
スイッチング周波数
3000Hz
Hybrid Filterの
抵抗値 2k Ω

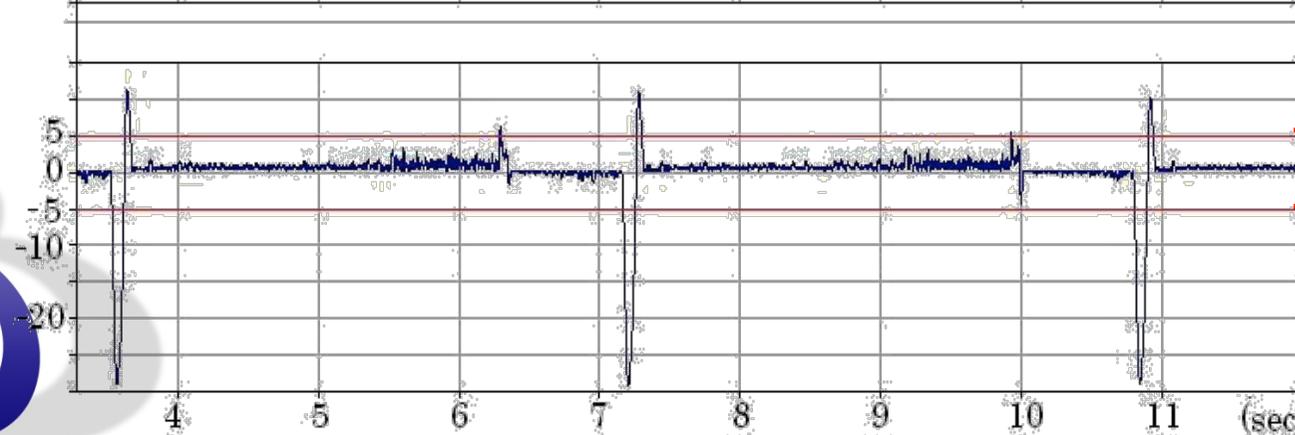
Bending
Magnet
Current
(kA)



Bending
Magnet
Voltage
(kV)



Tracking
Error
(10^{-5})



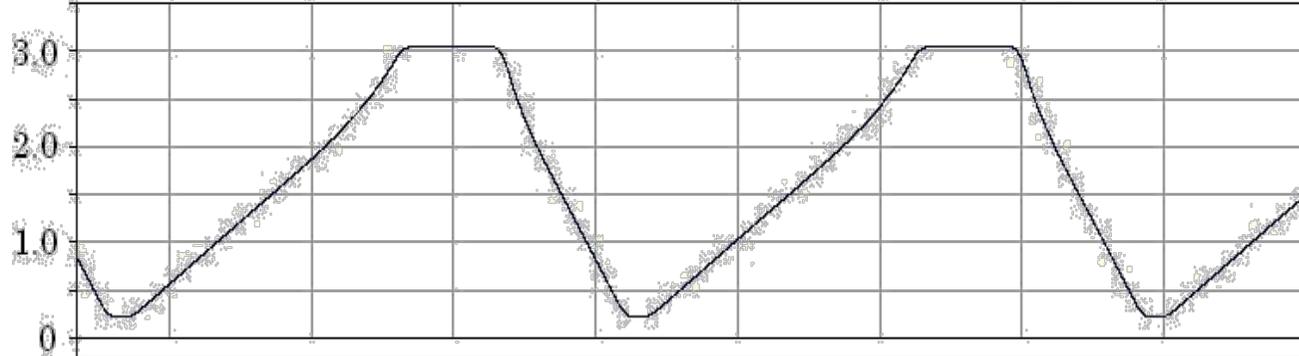
目標値の幅



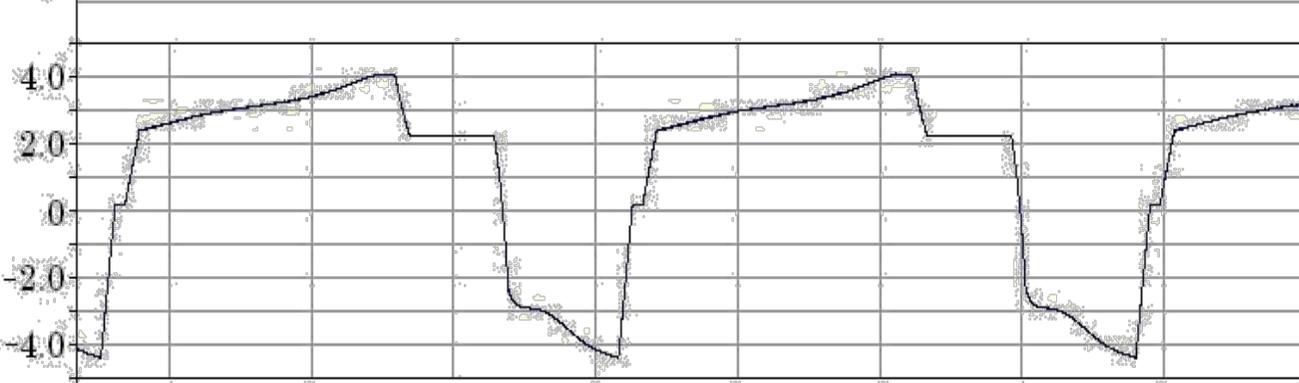
シミュレーション結果 (Case3)

Chopper1の
スイッチング周波数
3000Hz
Hybrid Filterの
抵抗値 1k Ω

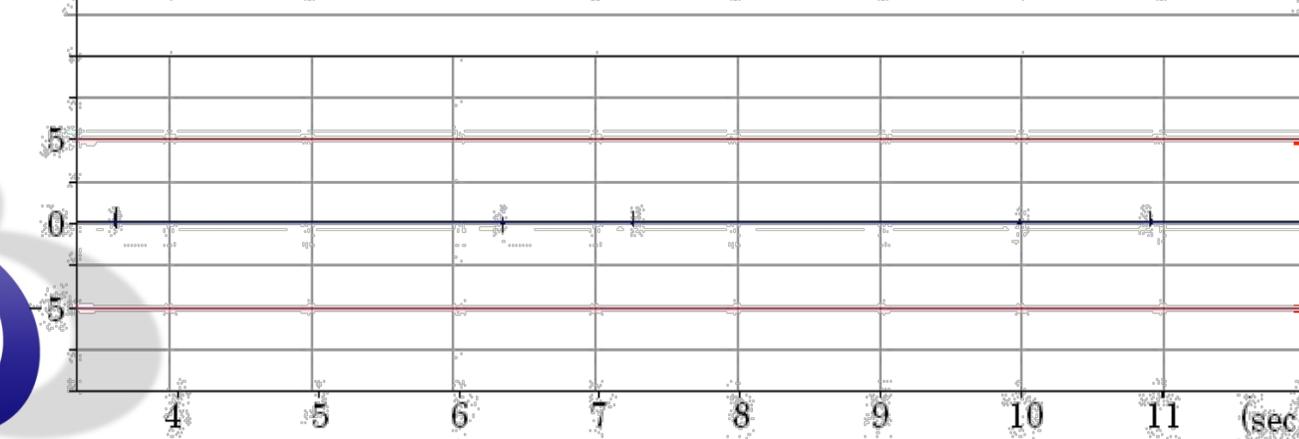
Bending
Magnet
Current
(kA)



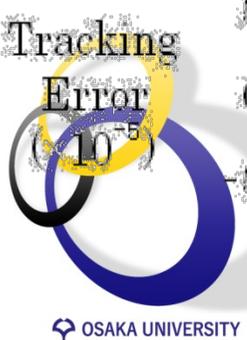
Bending
Magnet
Voltage
(kV)



Tracking
Error
(10^{-5})

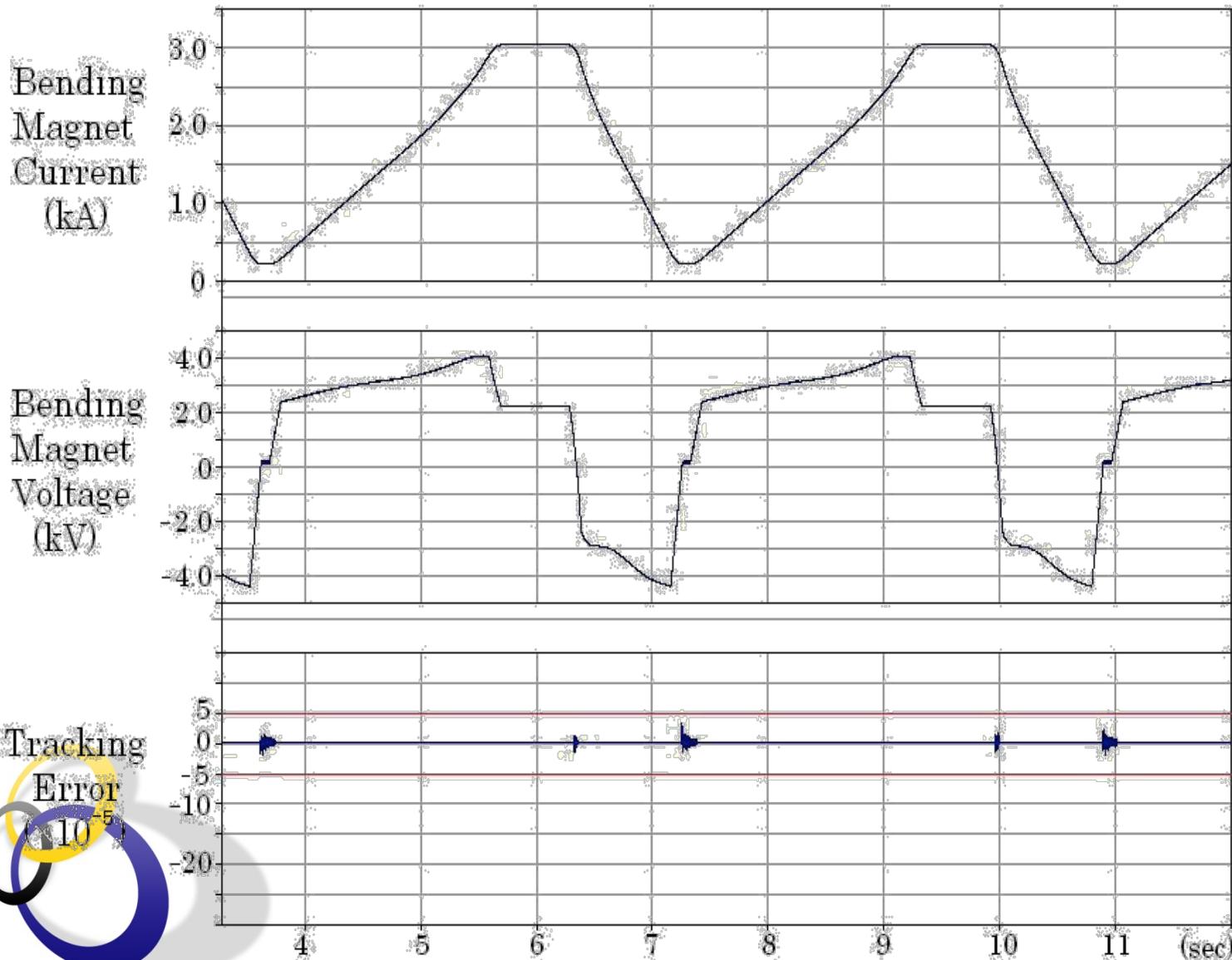


目標値の幅



シミュレーション結果 (Case4)

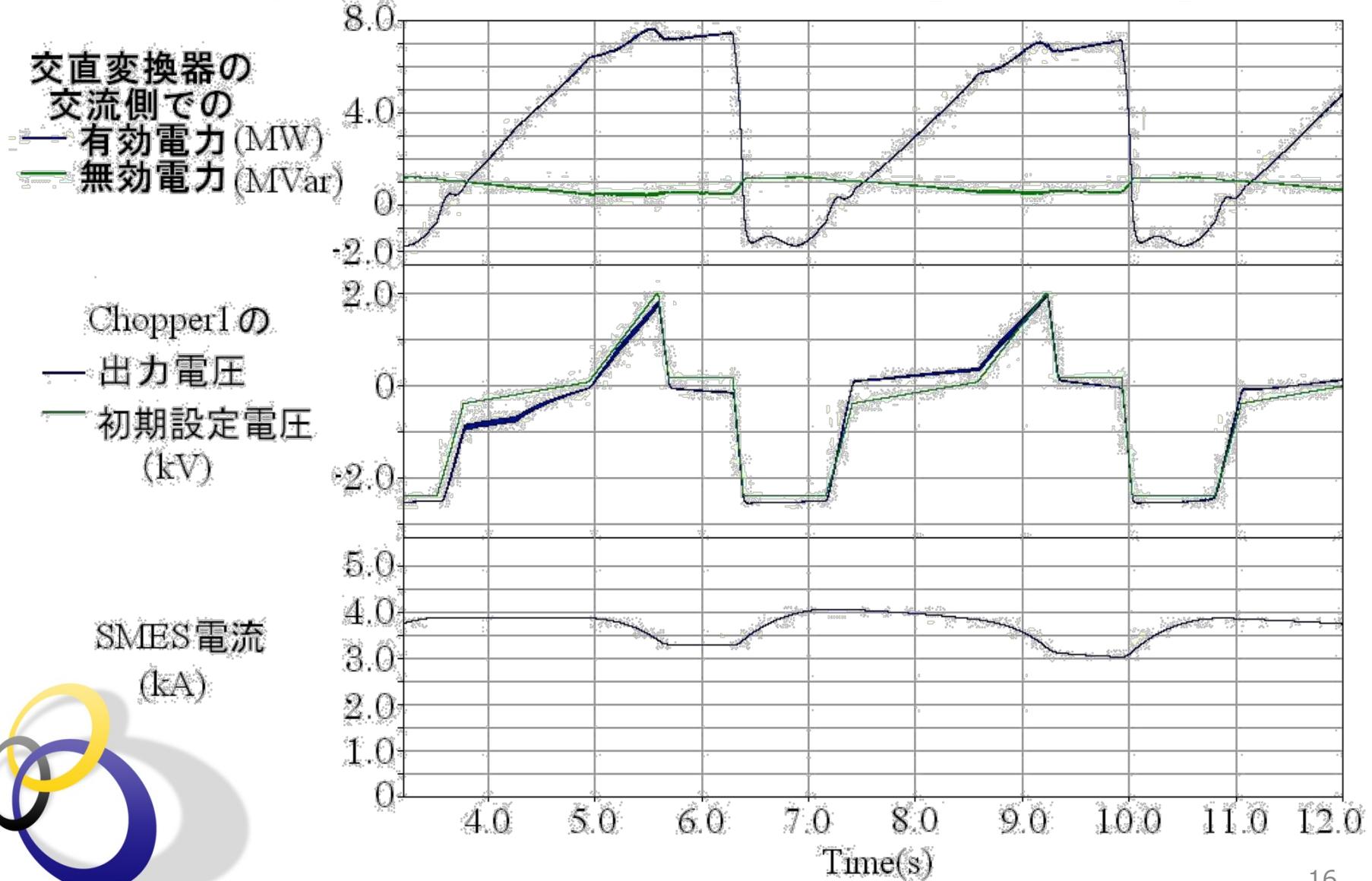
Chopper1の
スイッチング周波数
500Hz
Hybrid Filterの
抵抗値 1k Ω



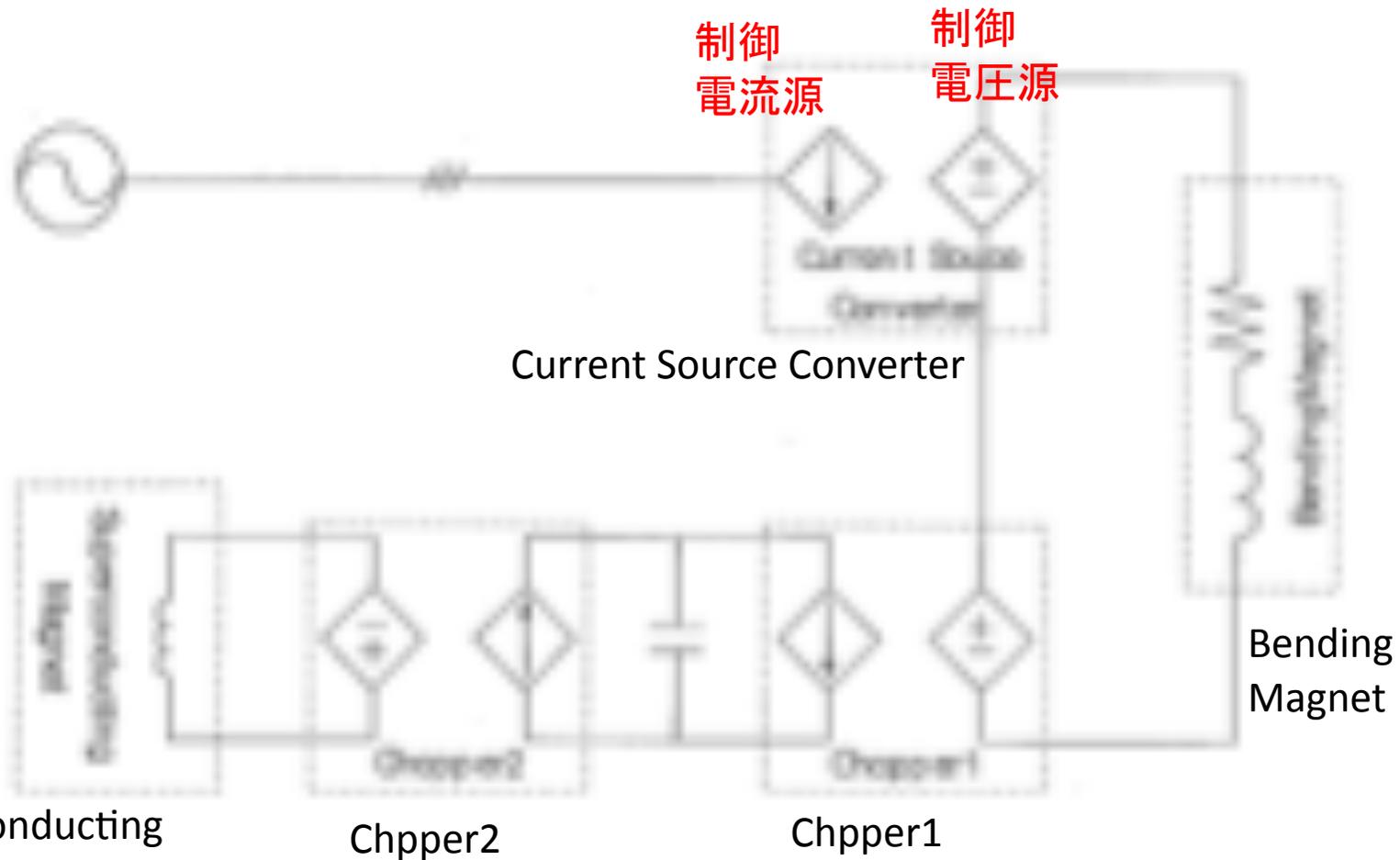
↑↓目標値の幅



シミュレーション結果 (Case4)

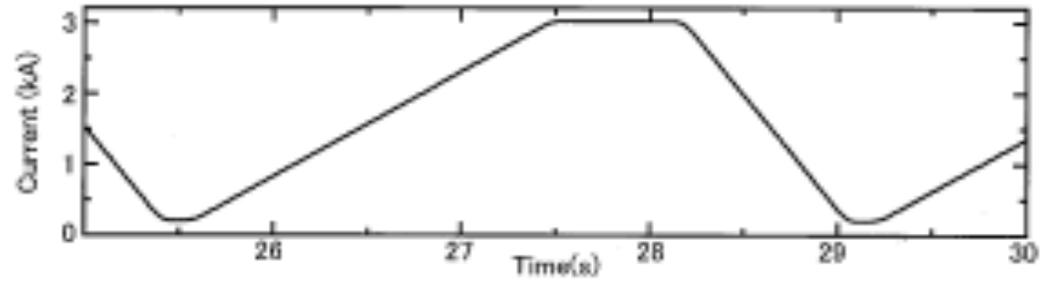


6ユニットでのシミュレーション



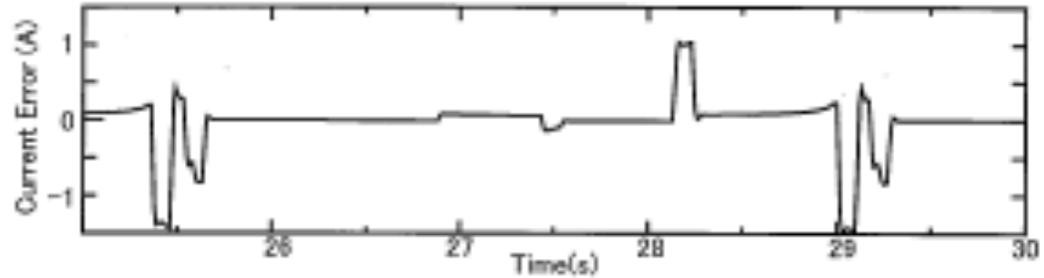
1ユニットのモデル

Bending Magnet電流



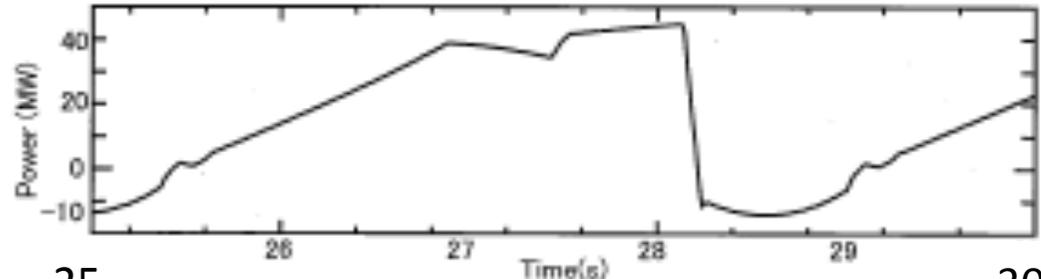
(a) Bending Magnet 電流

トラッキングエラー



(b) Bending Magnet 電流のトラッキングエラー

有効電力(6ユニット分合計)

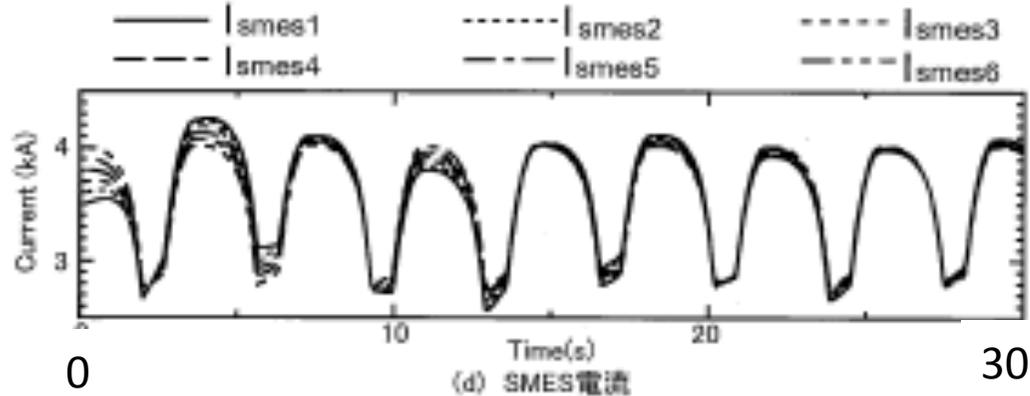


(c) 交直変換器交流側での有効電力

25

30(s)

SMES電流

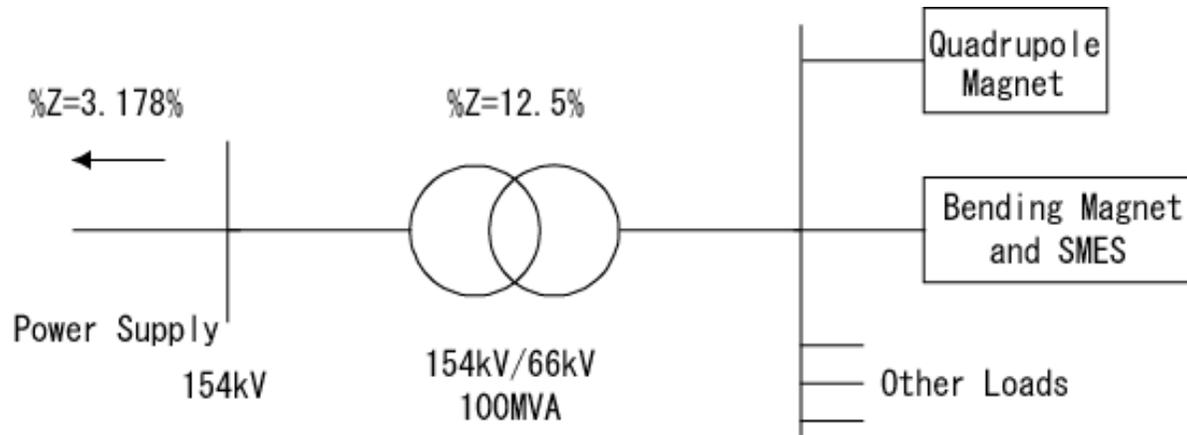


(d) SMES電流

0

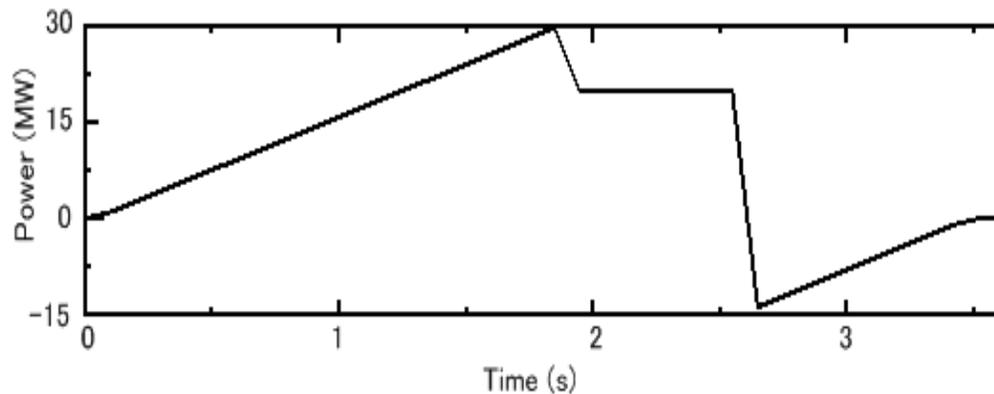
30(s)

系統電圧変動のシミュレーション



系統のインピーダンスマップ(100MVA基準)

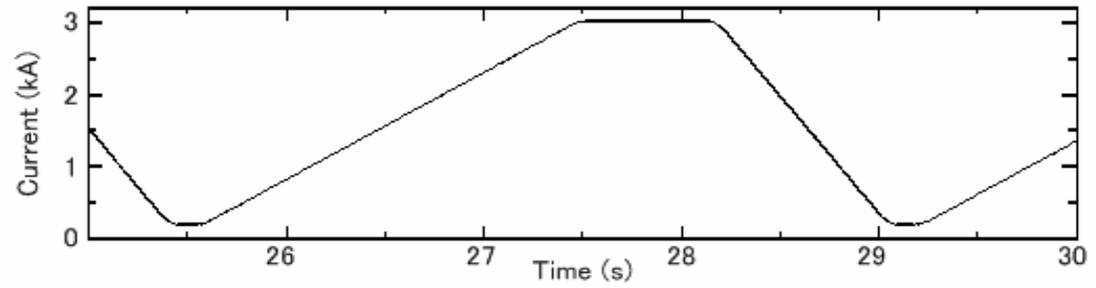
Quadrupole Magnetの
有効電力



Bending Magnet電源及び

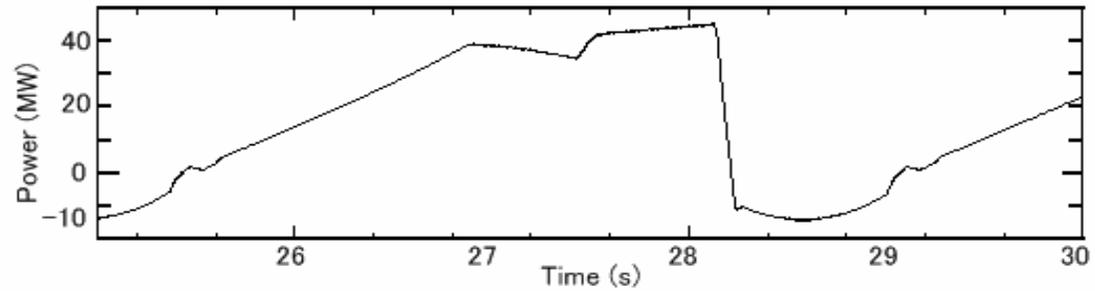
Quadrupole Magnet電源は電流源で模擬

Bending Magnet電流



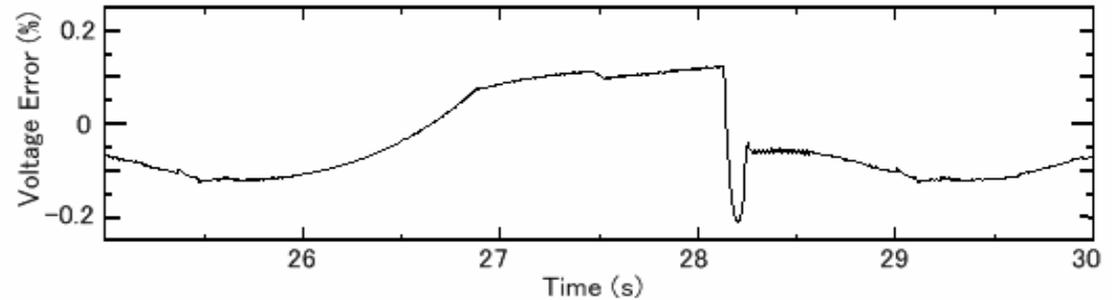
(a) Bending Magnet 電流

Bending Magnet有効電力



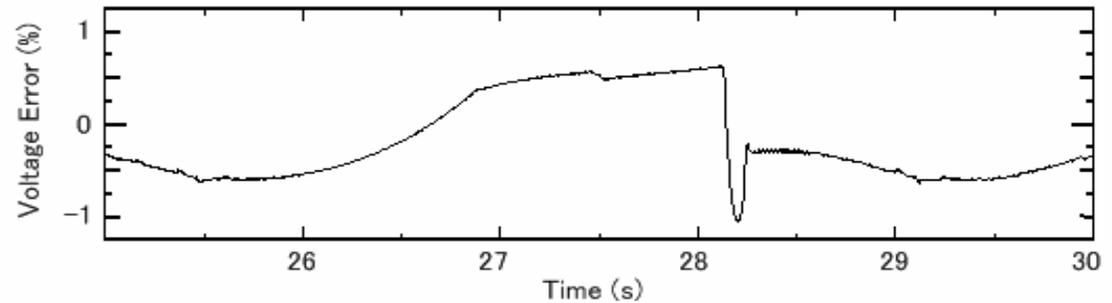
(b) 交直変換器交流側での有効電力

電圧変動率(154kVライン)



(c) 154kVラインにおける電圧変動率

電圧変動率(66kVライン)



(d) 66kVラインにおける電圧変動率



小型実験装置による制御特性の検証

実験目的

回路シミュレーションにて検討した提案回路が実際のシステムで実現可能かどうかを縮小モデルにより検証すること

実験方法

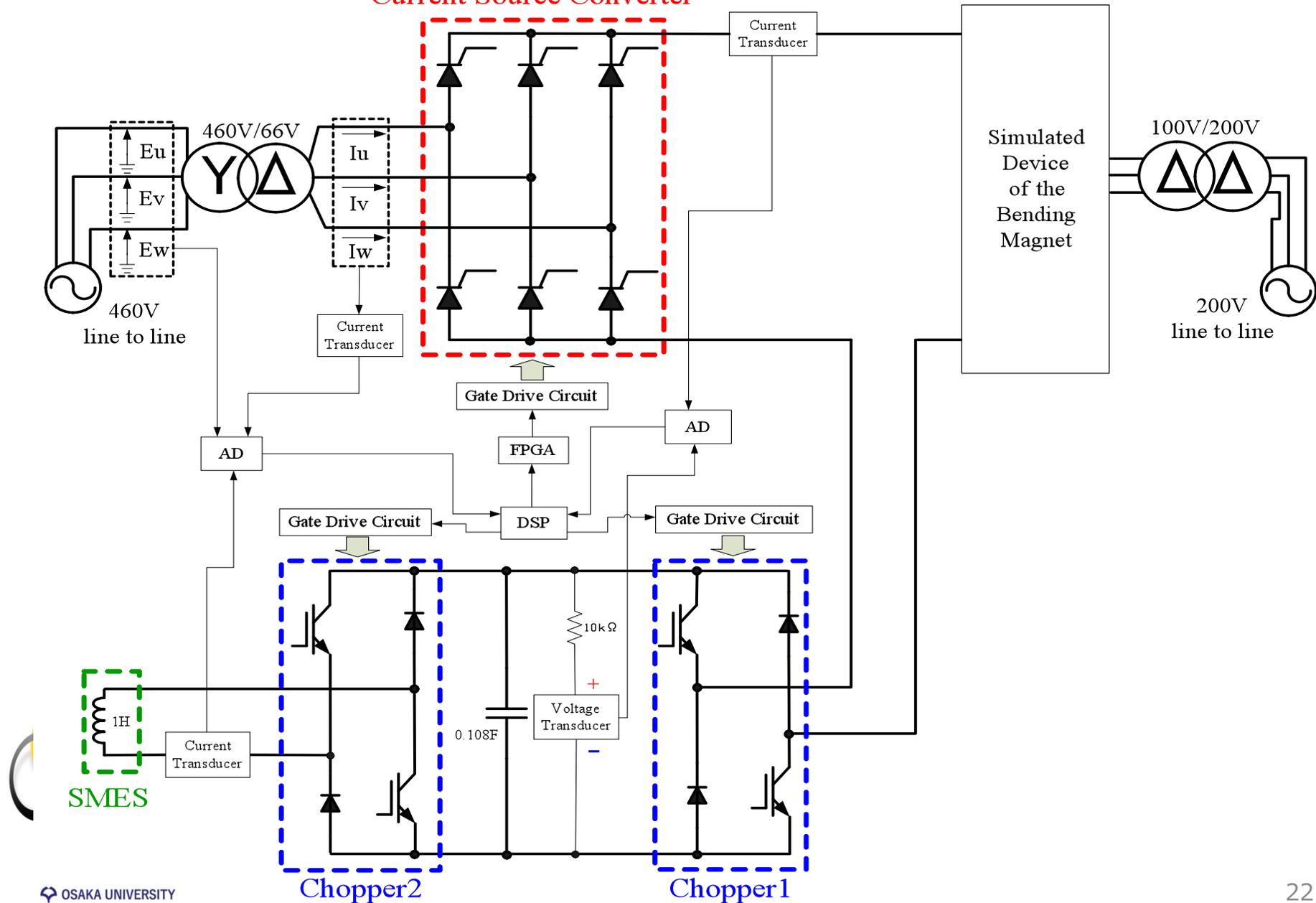
電流1/100、電圧1/50の縮小モデルで40GeV運転(SMESなし)、50GeV運転(SMESあり)の模擬実験を行った

システムの起動、停止方法を含めて実現可能性を検証した



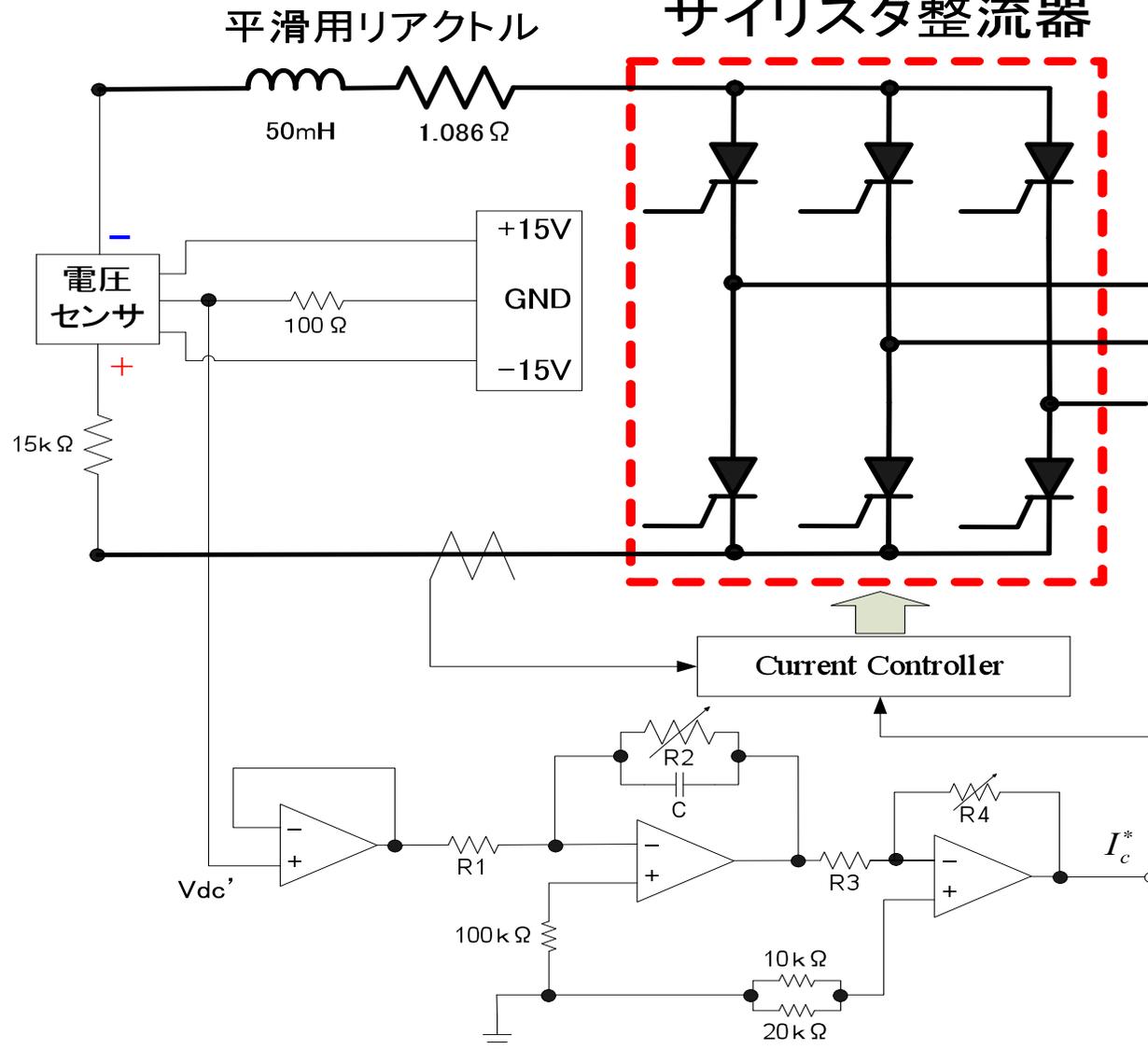
実験システムの構成

Current Source Converter



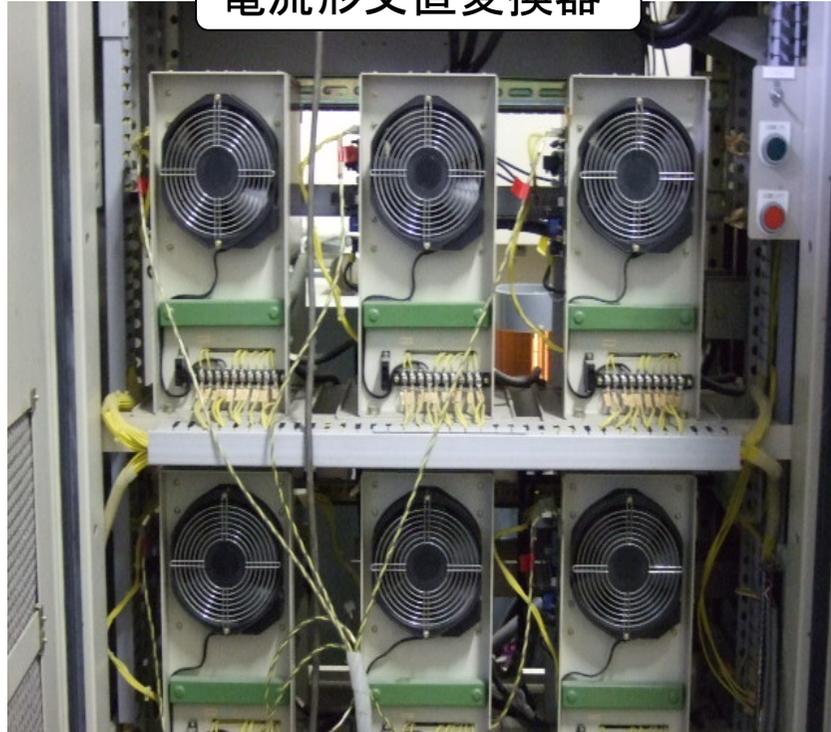
Bending Magnet模擬装置

コイル模擬用
サイリスタ整流器

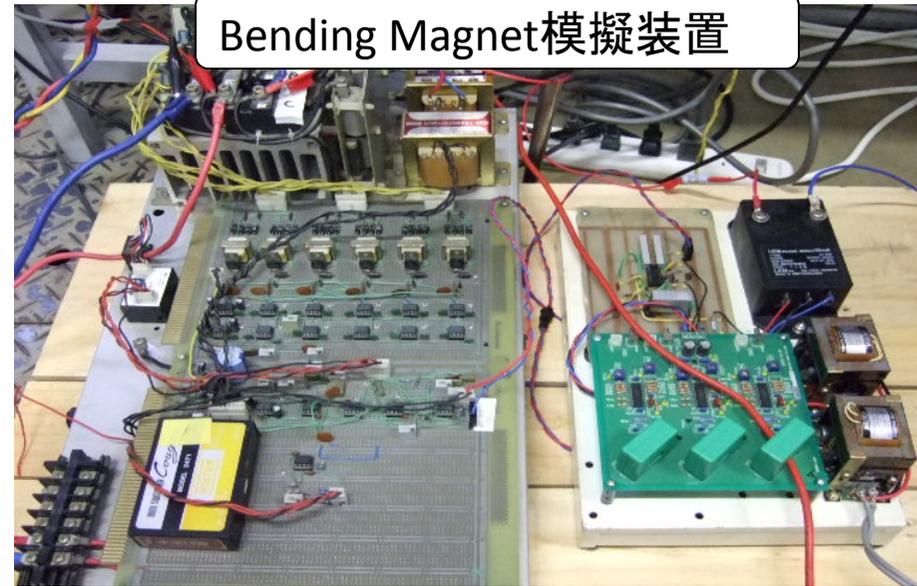


実験装置

電流形交直変換器

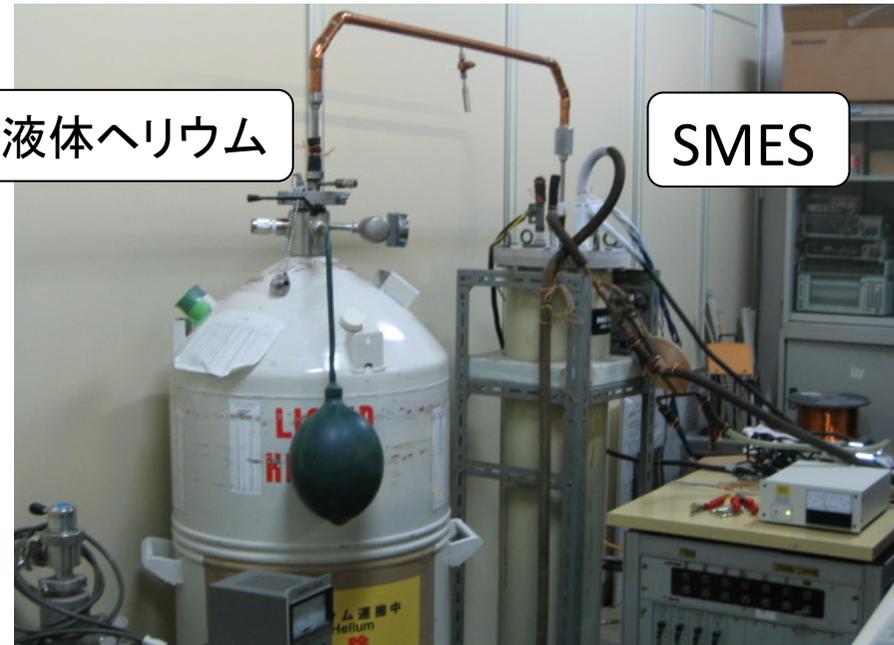


Bending Magnet模擬装置



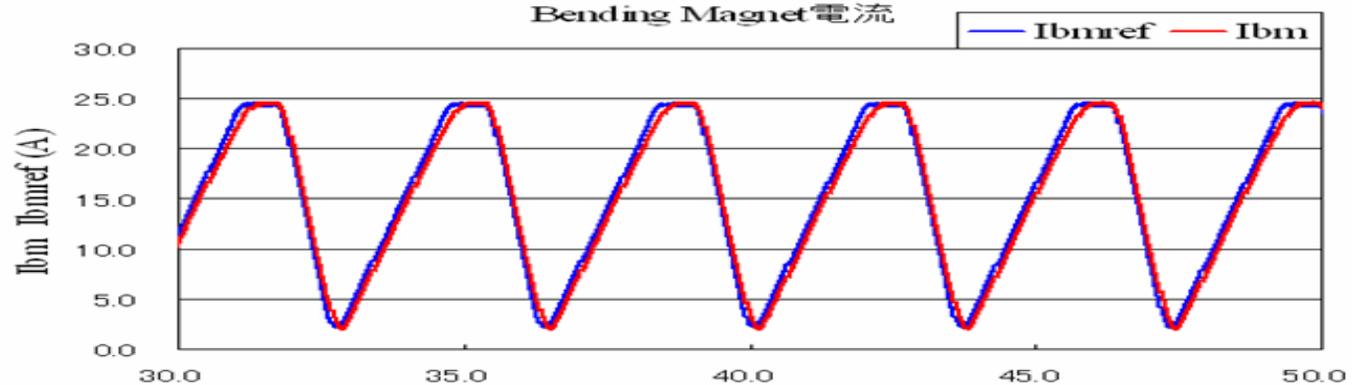
液体ヘリウム

SMES

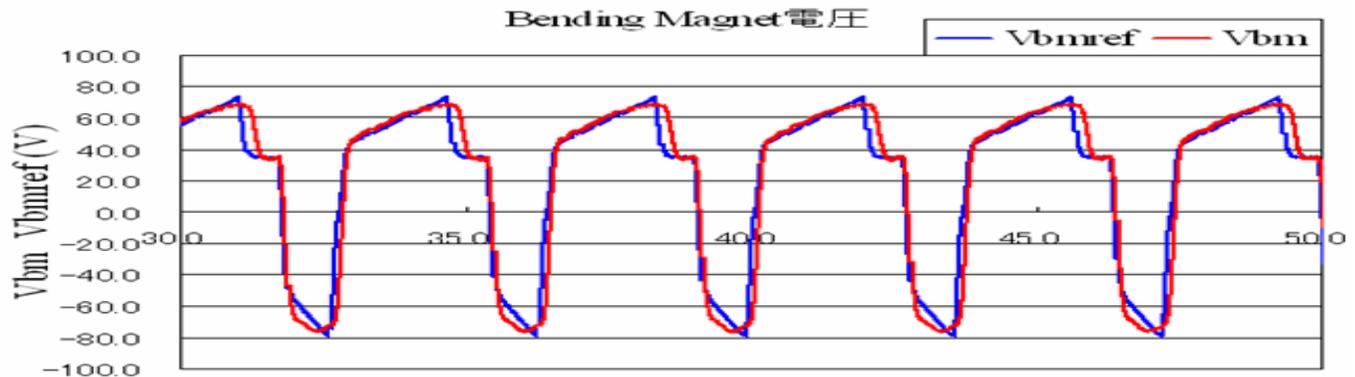


40GeV運転の実験結果

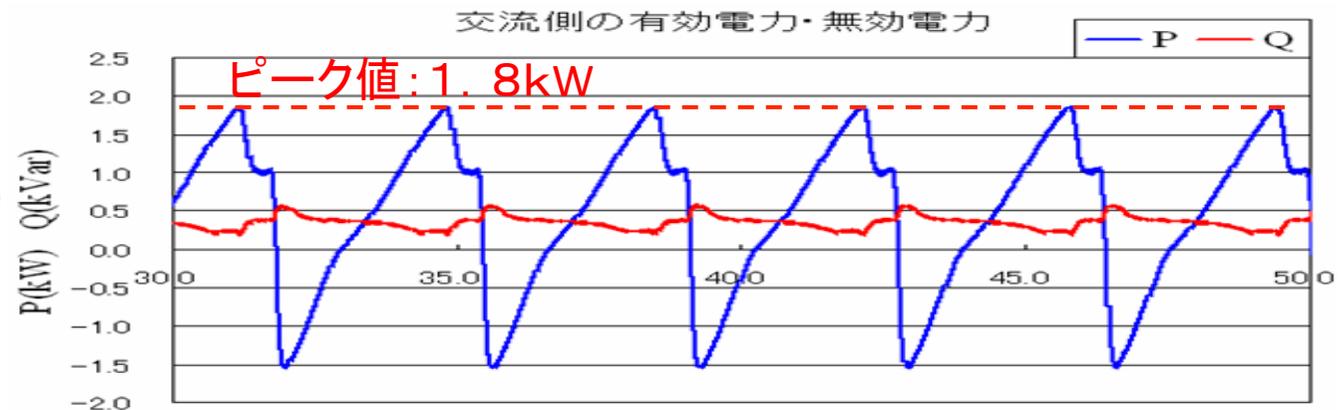
Bending Magnet
電流(A)



Bending Magnet
電圧(V)



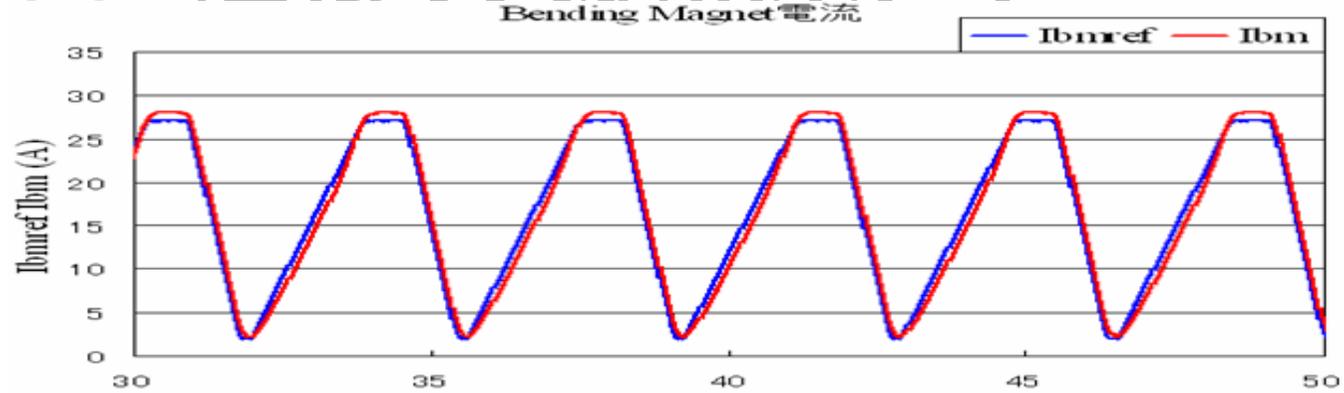
交流側の
有効・無効電力(kW)



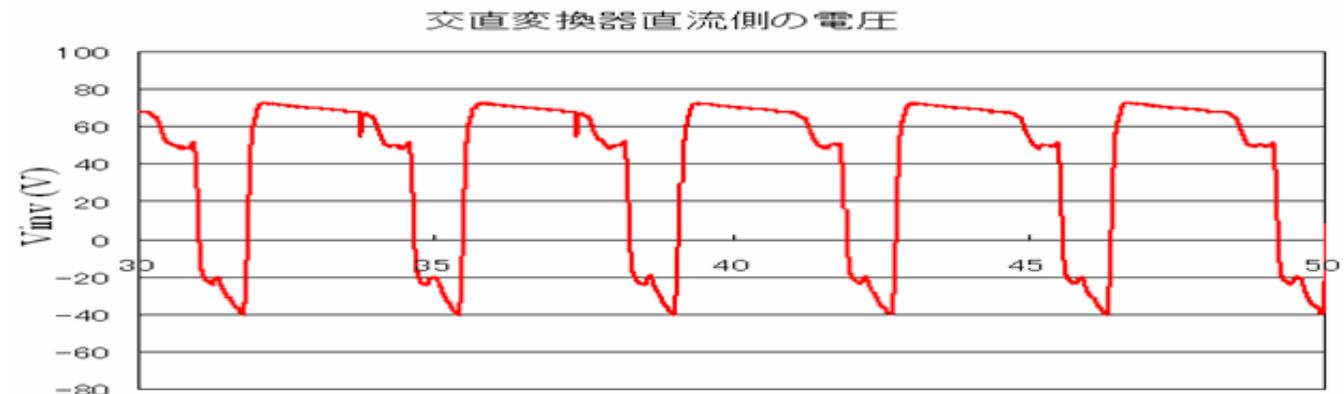
time (s)

50GeV運転の実験結果(1)

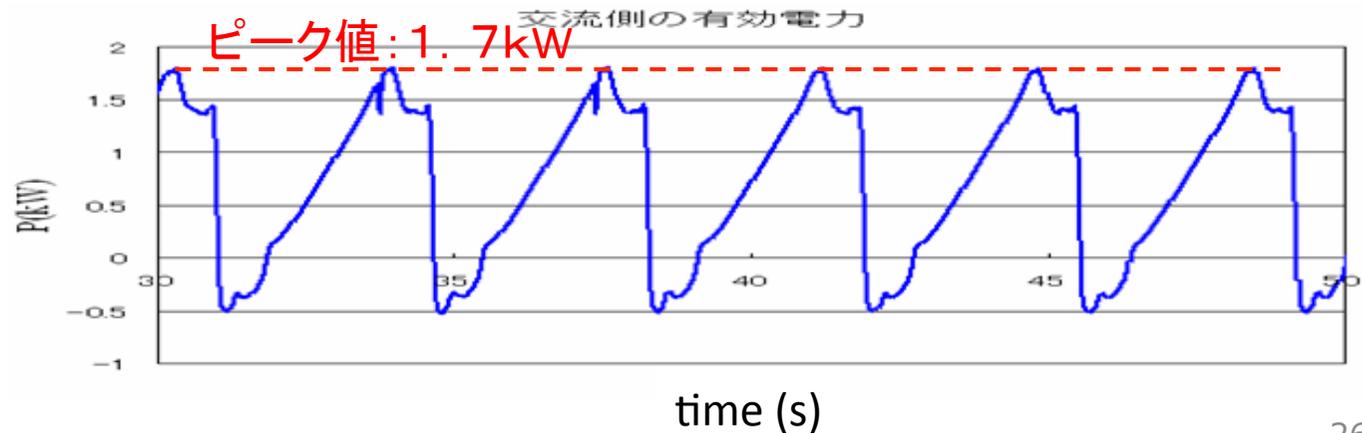
Bending Magnet
電流(A)



交直変換器
直流側の電圧(V)

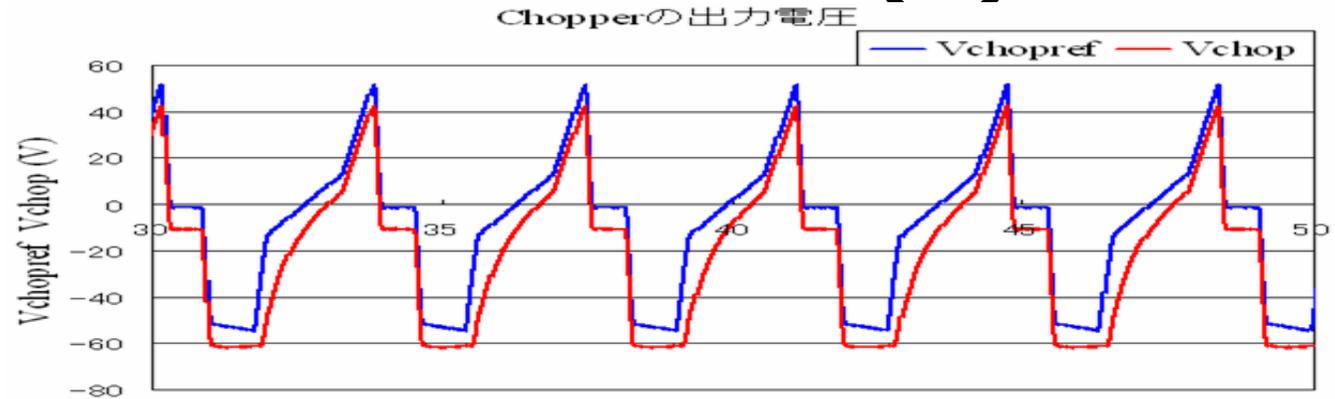


交流側の
有効電力(kW)

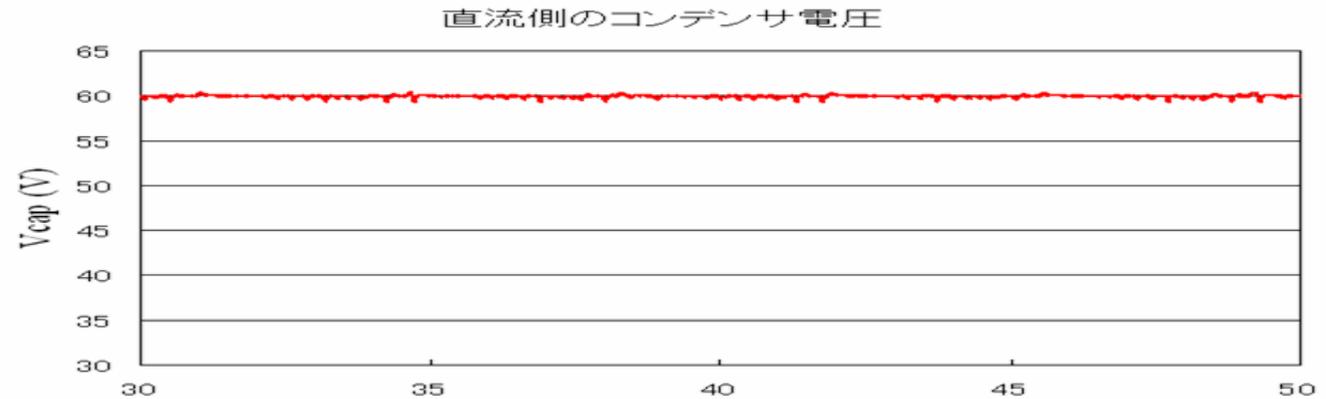


50GeV運転の実験結果(2)

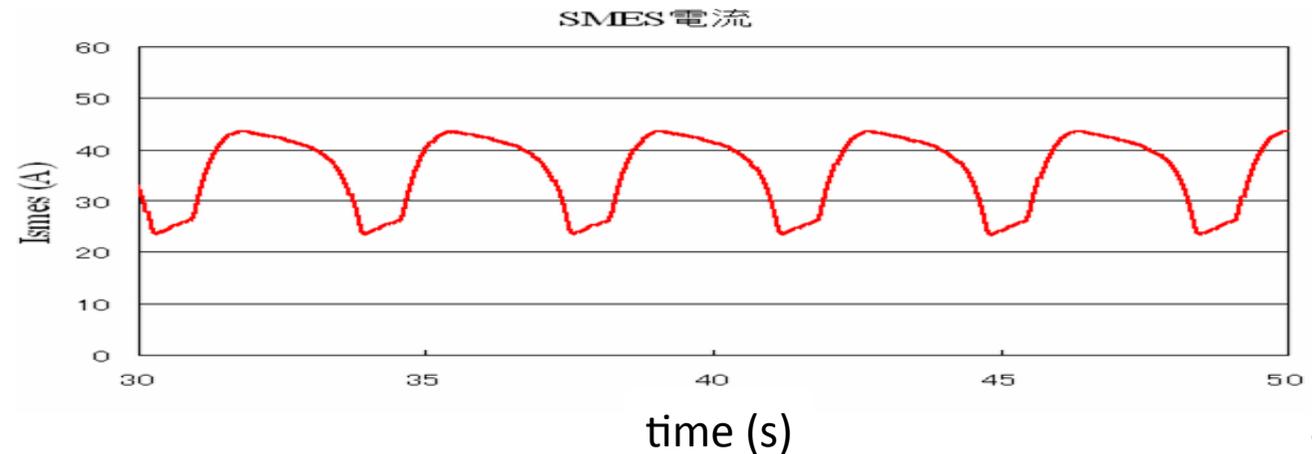
Chopperの
出力電圧(V)



直流キャパシタ
電圧(V)



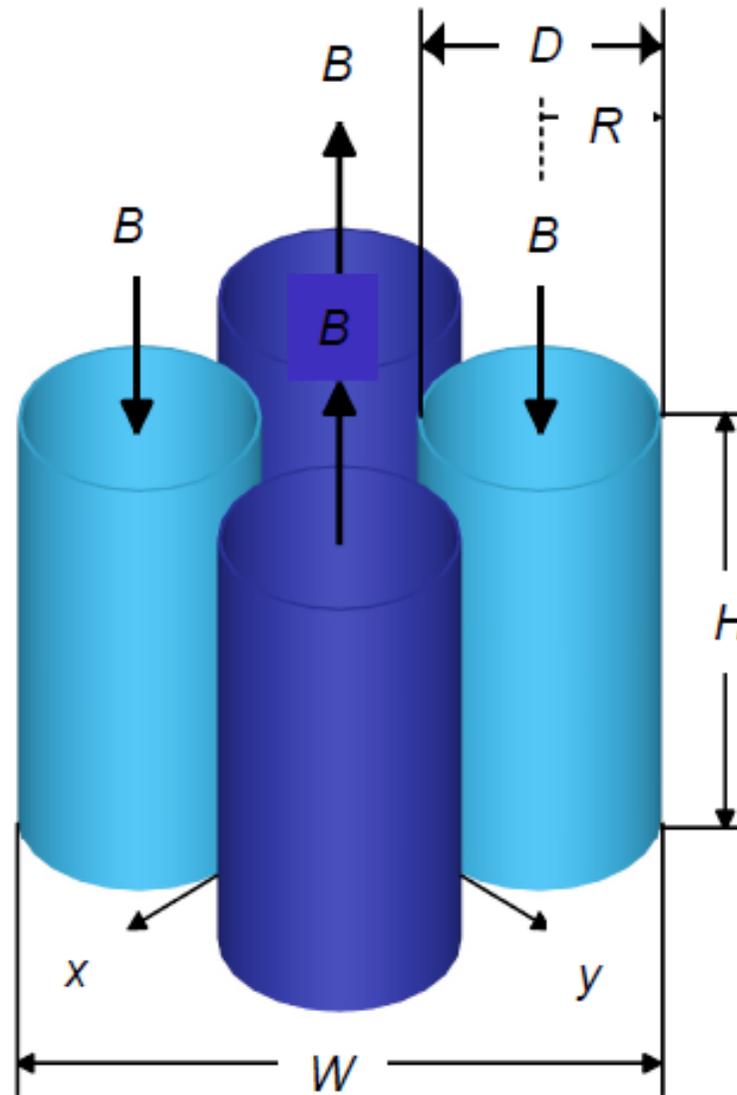
SMES電流(A)



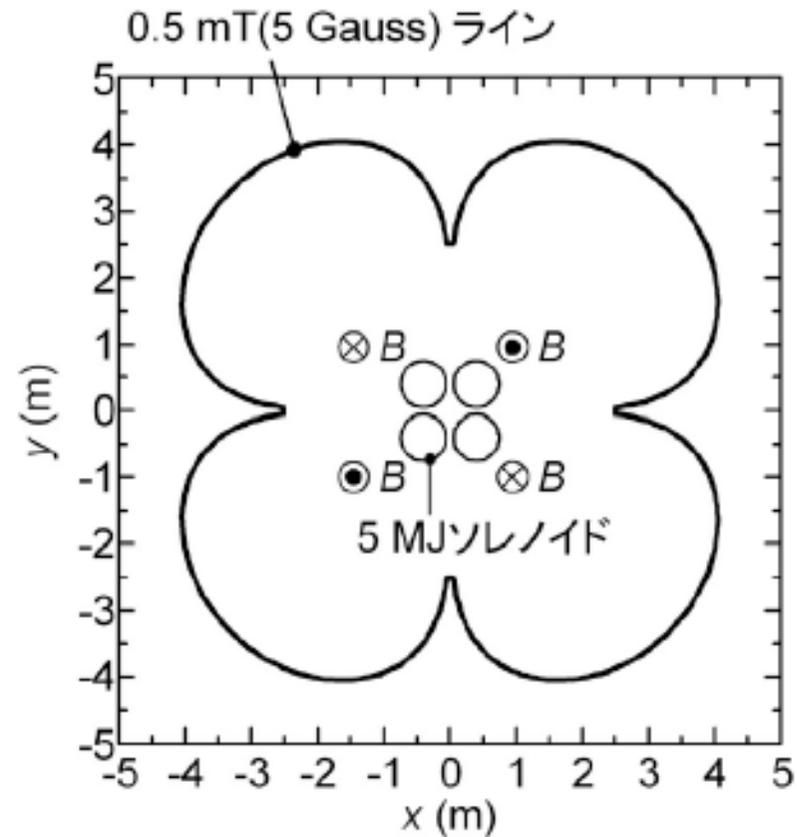
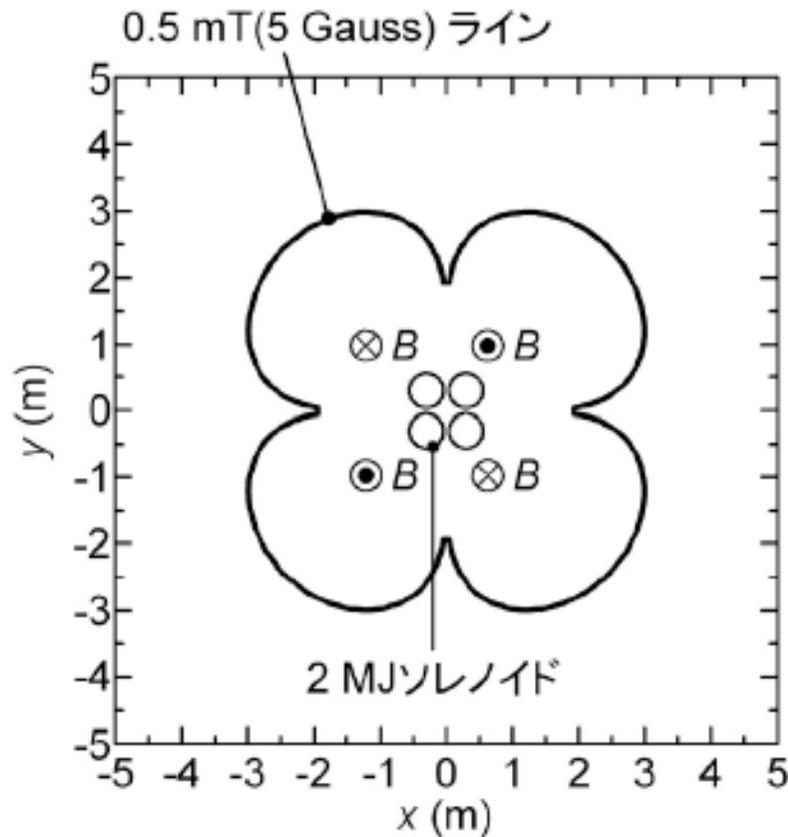
50 GeV シンクロトロン電源変動補償用 SMES のコイルパラメータ

	ケース 1	ケース 2
要素コイル貯蔵エネルギー (MJ)	2.0	5.0
最大磁束密度 (T)	5.0	5.0
コイル電流 (kA)	10	10
平均コイル直径 (D) (m)	0.51	0.69
コイル高さ (H) (m)	0.924	1.407
巻数	440	603
起磁力 (MAT)	4.4	6.0
超伝導材料	Nb-Ti	Nb-Ti
5G ライン半径 - 4 ポール (m)	3	4
6 ユニット総貯蔵エネルギー (MJ)	48	120
6 ユニットの SMES の半径 (m)	9	12

コイル形状



漏洩磁界の計算結果 (5 ガウスライン)



2 MJソレノイドでは半径約3 m、5 MJソレノイドでは半径約4 m が5 ガウスラインになる

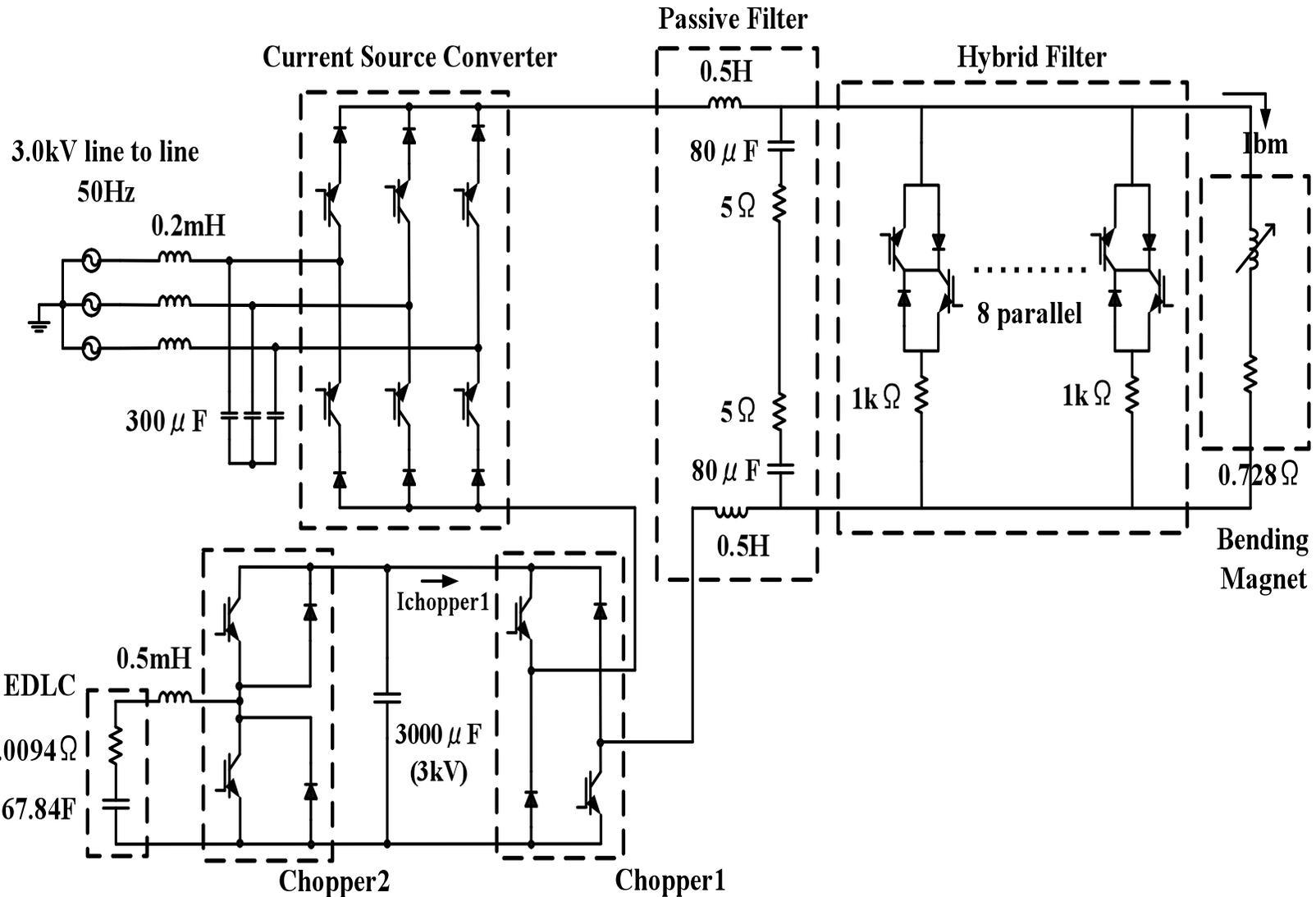
電気二重層キャパシタ (EDLC)

定格電圧[V]	定格容量[F]	定格電流[A]	内部抵抗値[mΩ]
54	60	60	13
蓄電エネルギー[Wh]	寸法 W×H×D[mm]	重量[kg]	体積 [m ³]
24.3	380×175×110	8.3	0.007315

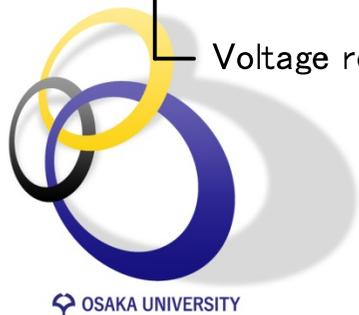
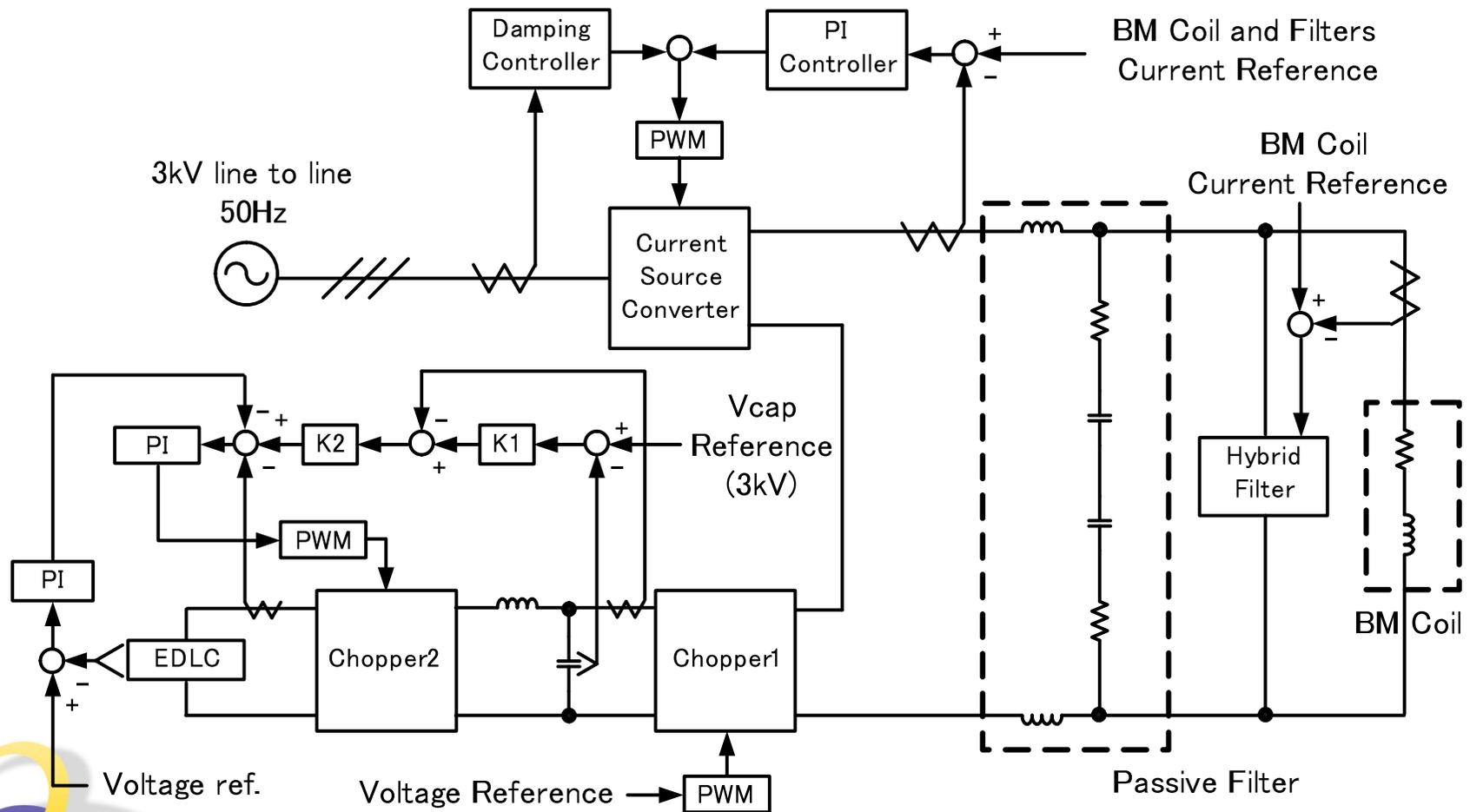
低内部抵抗 タイプFML-X((株)指月電機製作所製)



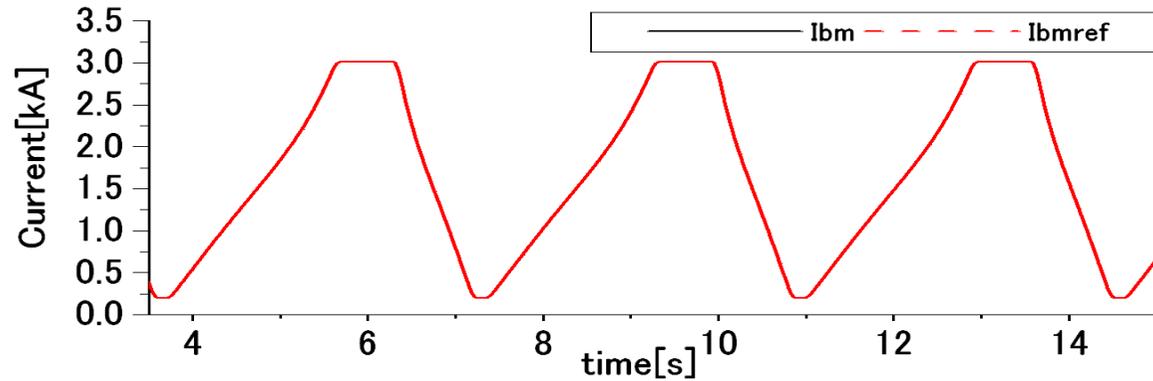
EDLCを直流接続した電源回路（主回路）



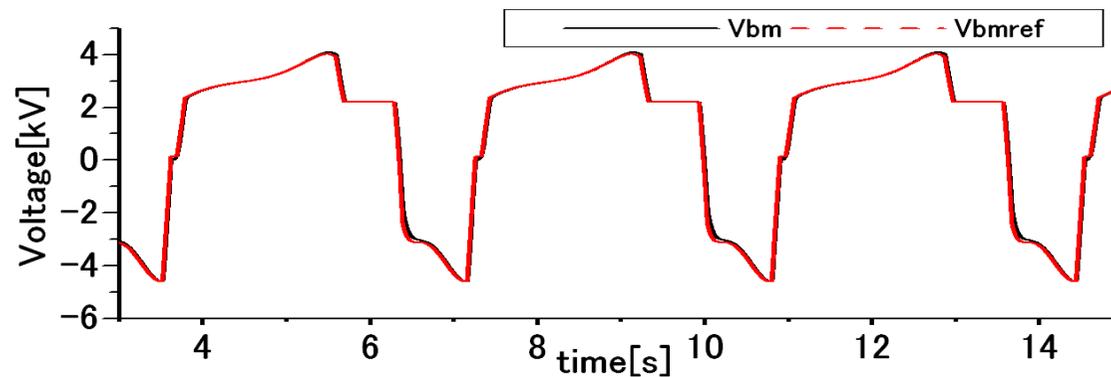
EDLCを直流接続した電源回路（制御系）



EDLCを用いた場合の シミュレーション結果 (1)

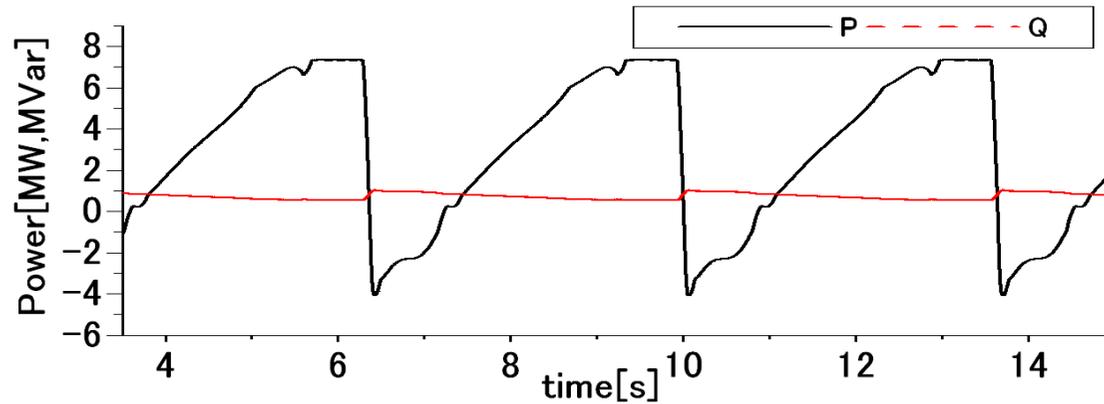


Bending Magnet電流

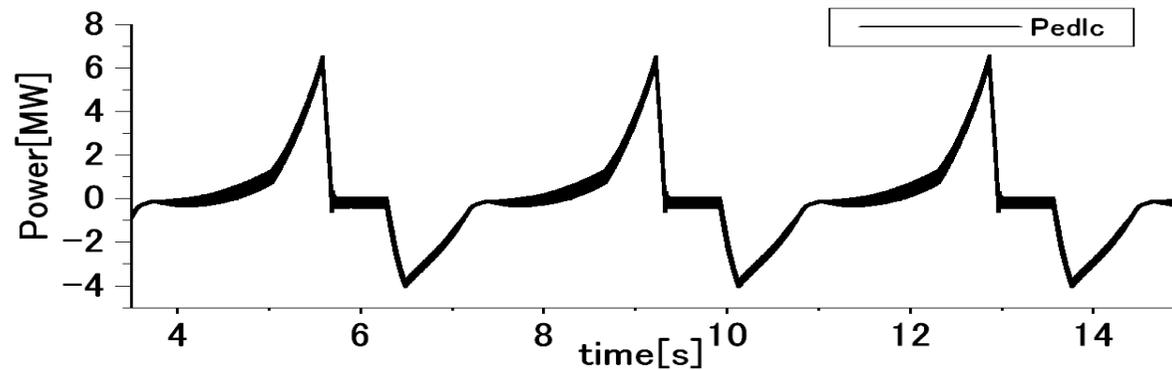


Bending Magnet両端電圧

EDLCを用いた場合の シミュレーション結果（2）



交直変換器交流側の有効・無効電力



EDLC充放電電力

電気二重層キャパシタ（EDLC）の設計

EDLC内部抵抗の発熱による温度上昇を 20°C 以下となるように設計を行った。

型番	指月電機 FML-XX	内部抵抗	0.01Ω
定格電圧	54 V	許容温度上昇	20 K
定格容量	53 F	サイズ	$380 \times 175 \times 110 \text{ mm}$
定格電流	60 A	重量	8.2 kg

直列数	30 (1.62 kV)	全体等価内部抵抗	0.0094Ω
並列数	48	全体静電容量	67.84 F
総数	1440	総エネルギー量	111.3 MJ

全体の体積は 10.5 m^3 (EDLCのみの体積)
放熱のためにEDLC縦横に10cmのスペースを各EDLCに取るとすると、必要スペースは 24.0 m^3 となる



まとめ

8MJのSMESを6台直流側に分散配置する構成で、Bending Magnetの非線形性(I-B特性、I-L特性)を考慮した場合の電流制御特性についてシミュレーションにて検討した。その結果は以下で要約される。

- 1) Bending Magnetの非線形性を考慮した場合でも、制御要求仕様を満たすことができた。
- 2) Bending Magnetの非線形性を考慮した場合でも、交流側の電力変動幅は40GeVのときと同程度に抑えられることがシミュレーションによって検証された。



まとめ（2）

- 電流1/100、電圧1/50の縮小モデルによる実験結果から、直流接続SMESを含む構成の電源により、安定してBending Magnetの充放電制御が行われることを示した。
- 50GeV運転において40GeV運転時以下に有効電力の変動が抑制されることを示した。
- SMESの初期充電には特別な電源を必要としない。
- 電気二重層キャパシタを用いた場合においてもSMESの場合と同様に、電流リップル 10^{-6} 以下、トラッキングエラー $\pm 5 \times 10^{-5}$ 以下の特性が得られることがシミュレーションにより示された。
- EDLCの場合は内部抵抗の発熱による温度上昇により、並列数が単にエネルギー量のみから計算した場合よりも大きくなることが分かった。SMESコイルの5ガウスラインおよびEDLCの放熱空間を考慮すると、SMESとEDLCの大きさ（体積）は同程度である。





OSAKA UNIVERSITY

ご静聴ありがとうございました



SMES電流一定制御

E_{smes}, E_{smes}^* : SMESに蓄えられているエネルギーとその指令値
 I_{smes}, I_{smes}^* : SMES電流とその指令値 L_{smes} : SMESのインダクタンス

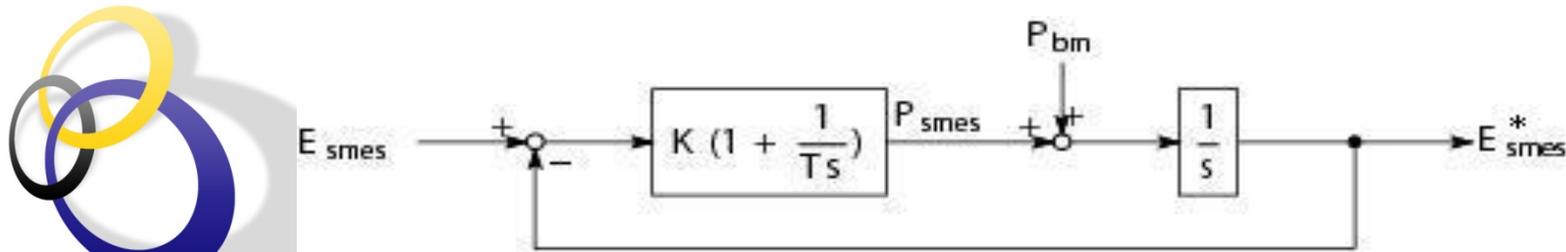
$$E_{smes}^* = \frac{1}{2} L_{smes} I_{smes}^{*2} \quad , \quad E_{smes} = \frac{1}{2} L_{smes} I_{smes}^2$$

PI制御器の出力 P_{smes} は交直変換器の出力電力指令値となる。
 P_{bm} はSMESとBending Magnetとの間でやり取りされる電力である。

$$E_{smes} = \frac{1 + Ts}{1 + Ts + (T/K)s^2} E_{smes}^* + \frac{s}{K/T + Ks + s^2} P_{bm}$$

一定 直流成分を通さず0.275Hz(繰返し周期が3.64sより)以上の交流成分について1/sとなるのが理想的

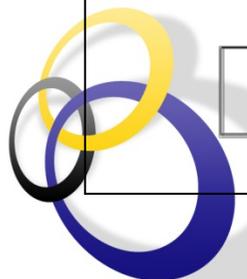
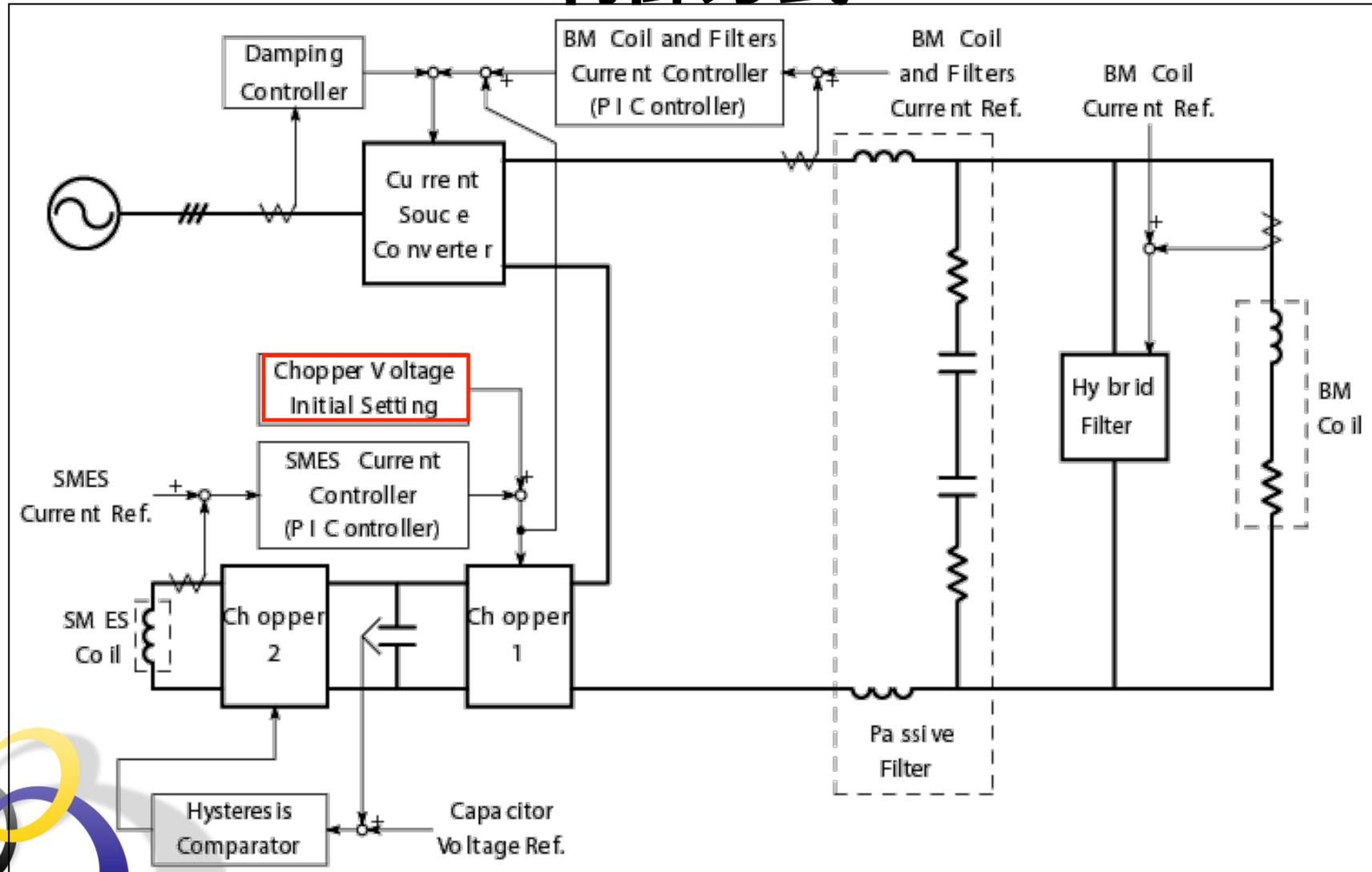
初期状態から定常状態に収まるまでの時間も考慮して $K=0.2$ $T=2$ とした



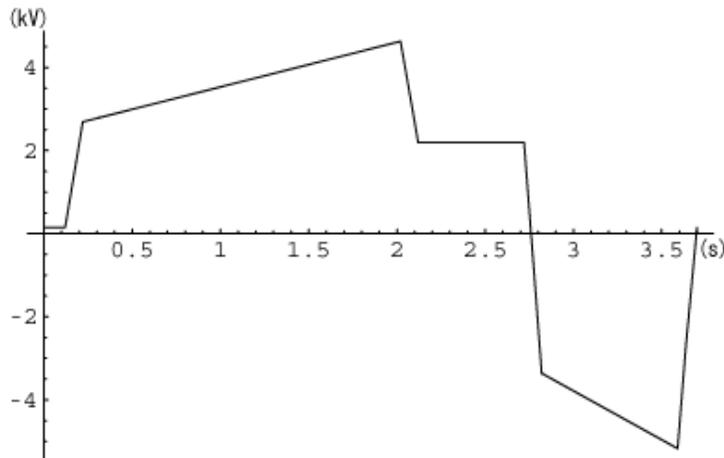
SMES電流一定制御系の制御ブロック図



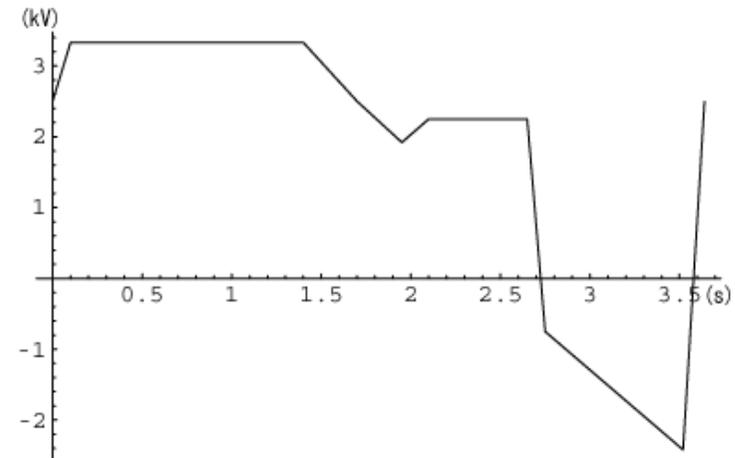
制御方式



充電電力の初期設定による分配



Bending Magnetの両端電圧のパターン

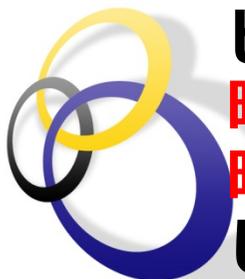


交直変換器の直流側電圧の初期値

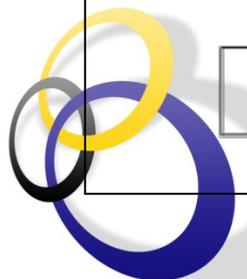
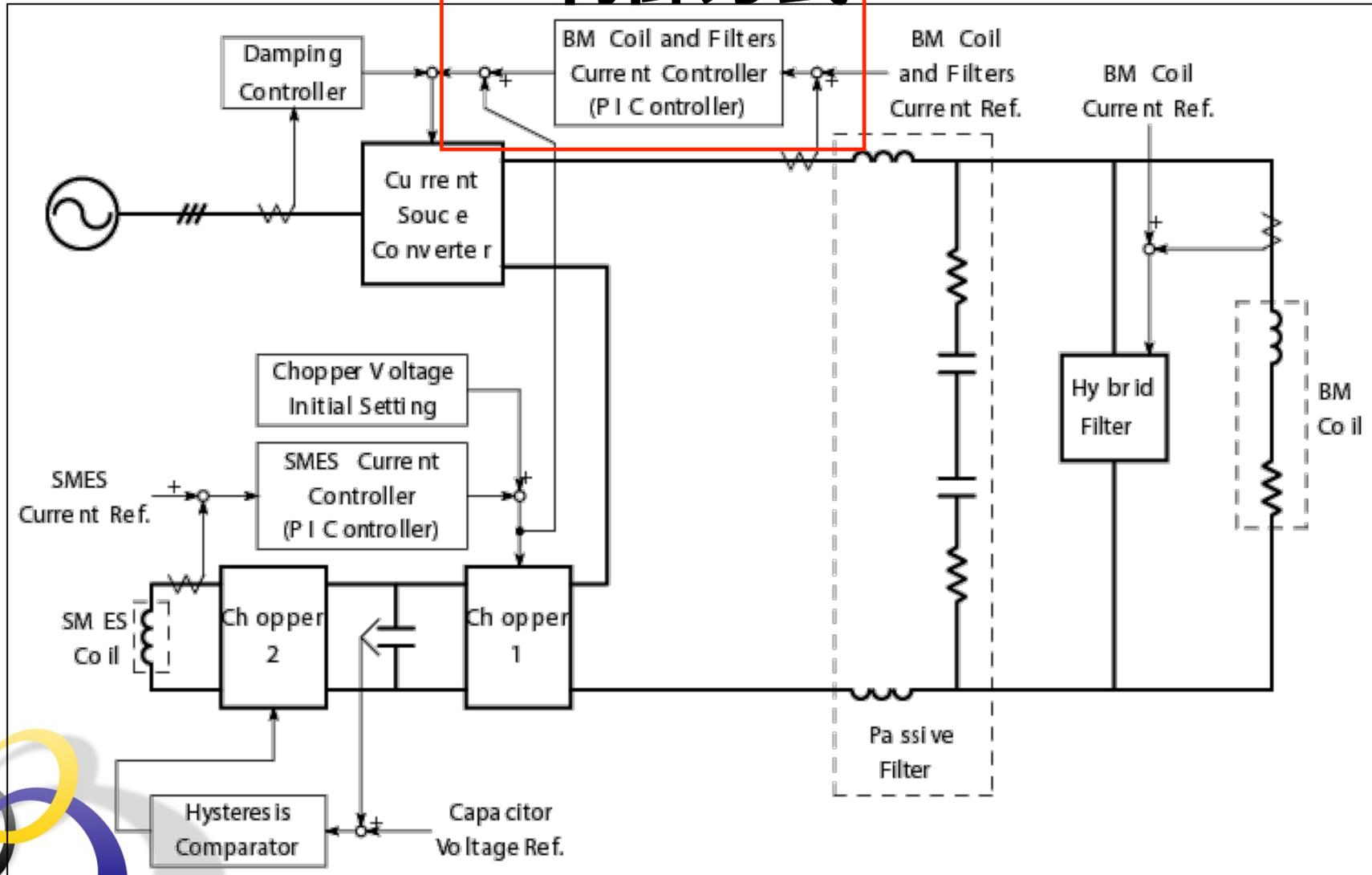
- **フィードバック制御のみ**を用いてSMES電流の制御を行った場合、1周期全体で平均して充電を行うため、**チョッパの直流電圧が高くなる**ことが分かった。
- そこで、交直変換器が軽負荷となる時の直流側電圧を**はじめから高く設定しておく**ことによって効果的に充電を行い、これによって**フィードバック制御による充電量を可能な限り減らし、必要なチョッパの直流電圧を低減する**という方式について考えた。



- この初期設定電圧は、繰り返しシミュレーションを行って経験的に決めているが、その際に考慮した条件を以下に列挙する。
 - **チョッパの直流電圧を可能な限り低くした。**
 - SMES電流はフィードバック制御を用いない場合にも Bending Magnet電流の1周期のうちに充放電のバランスがほとんどとれており、**SMESの電流フィードバック制御は補助的なものとなるようにした。**
 - 交直変換器の直流側電圧の上限は、はじめに設計した交流側電圧により出力可能な値とした。
 - **交直変換器の出力電力の上限は、40GeV運転時の最大出力電力と同程度に抑えることとした。**
 - Quadrupole Magnetの電力と足し合わせたときのピーク電力が小さくなるように、**ピーク電力になる時点での交直変換器の出力電力を小さくして、この時点ではチョッパの出力電力が大きくなるようにした。**



制御方式



電流形交直変換器の制御

$$i_{pf}(t) = \frac{v_{bm}(t) - v_c(t)}{R}$$

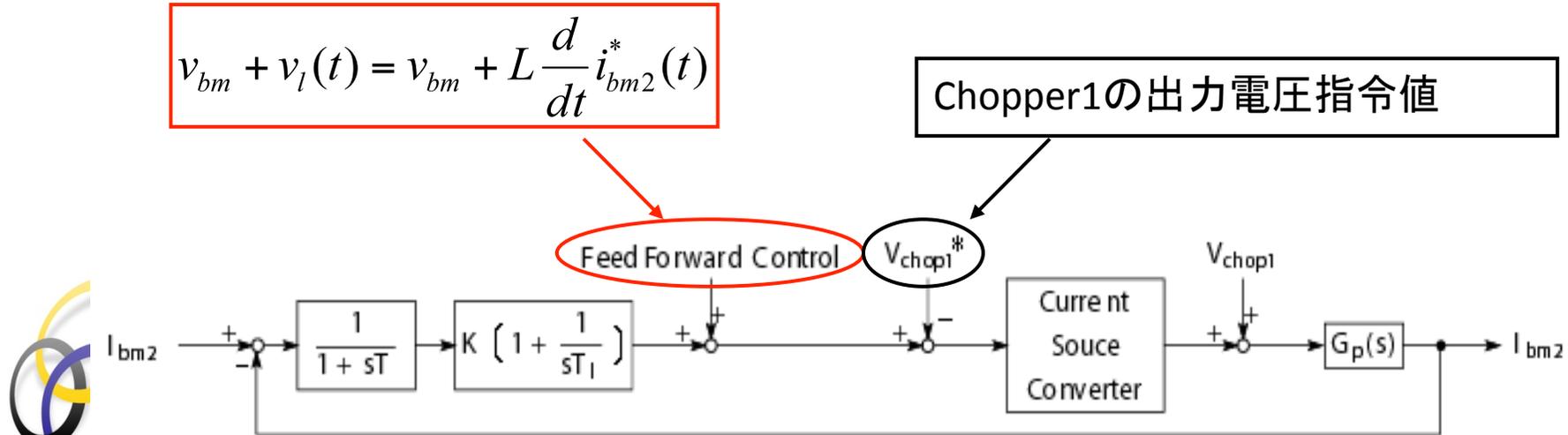
$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_{pf}(t) dt$$

$i_{pf}(t)$: Passive Filterに流れる電流の予測値
 $v_{bm}(t)$: Bending Magnetの両端電圧
 $v_c(t)$: Passive FilterのコンデンサCの両端電圧

ラプラス変換 \rightarrow $I_{pf}(s) = \frac{1}{R} \cdot \frac{sCR}{1 + sCR} V_{bm}(s)$

Feed Forward Controlの指令値はBending Magnetの両端電圧の予測値 v_{bm} とPassive FilterのコイルLでの電圧降下予測値 v_l の和とした。

$$v_{bm} + v_l(t) = v_{bm} + L \frac{d}{dt} i_{bm2}^*(t)$$



交直変換器の電流フィードバック制御ブロック図