

直流送電用 変換器の動作と特性

N E D O 特別講座 産学合同セミナー

2023/8/23

木村 紀之 : **元・大阪工業大学 教授**
(元・福井工業大学 特任教授)
「電力制御技研 代表」 :

Electric_Power_Control_Technology – Research Institute:
<https://epcontec.blogspot.com/>

木村 紀之 経歴

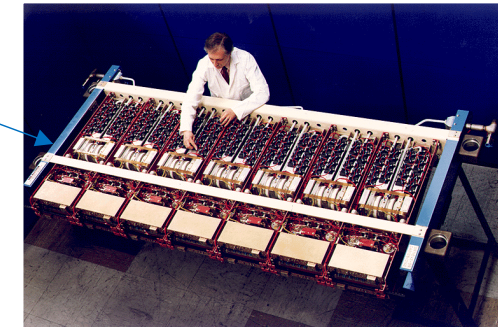
元・大阪工業大学 教授

- 1978年: 大阪大学・レーザ研 修士課程修了
 - 修士論文「レーザ核融合の**プラズマ**爆縮シミュレーション」
- 1978-1981年: 三菱電機・中央研究所
 - アーク**プラズマ**・グループ 「**直流**遮断器の研究」
- 1981-1994年: 大阪大学助手
 - 「**直流送電**の研究」: 博士論文 = **変換器**回路と制御 + 電力系統との相互作用
- 1994-2003年: 大阪工業大学・助教授
 - 「電力用**変換器**の研究」 = **パワーエレクトロニクス**
 - 高力率コンバータ; 誘導発電システム; マルチレベル変換器; 系統連系変換器
- 2003-2020年: 大阪工業大学・教授 (2018-2020年: 特任)
 - 「太陽光発電・風力発電用・系統連系変換器の研究」 = **パワーエレクトロニクス & エネルギー**
- 2019-2022年: 福井工業大学・教授 (特任)
- 2022年～: 福井工業大学・非常勤講師 (+ 高知工科大学・非常勤講師)
- 2023年～: 「電力制御技研」 代表: **EPConTec**

直流送電用変換器

- 他励式

- 自己消弧(スイッチ・オフ)できない
- 1950年代：水銀アークバルブを用いて実現
- 1970年代：サイリスタ素子に取って代わられる
 - 電流形変換器



- 自励式

- 自己消弧(スイッチ・オフ)できる
- 1980年代：GCTサイリスタ素子を用いて実現
 - 電圧形変換器(HVDC-Light と称してASEAが実用化)
- 2000年代：IGBT素子を用いてMMC方式で実現
 - 電圧形変換器 (多レベル)

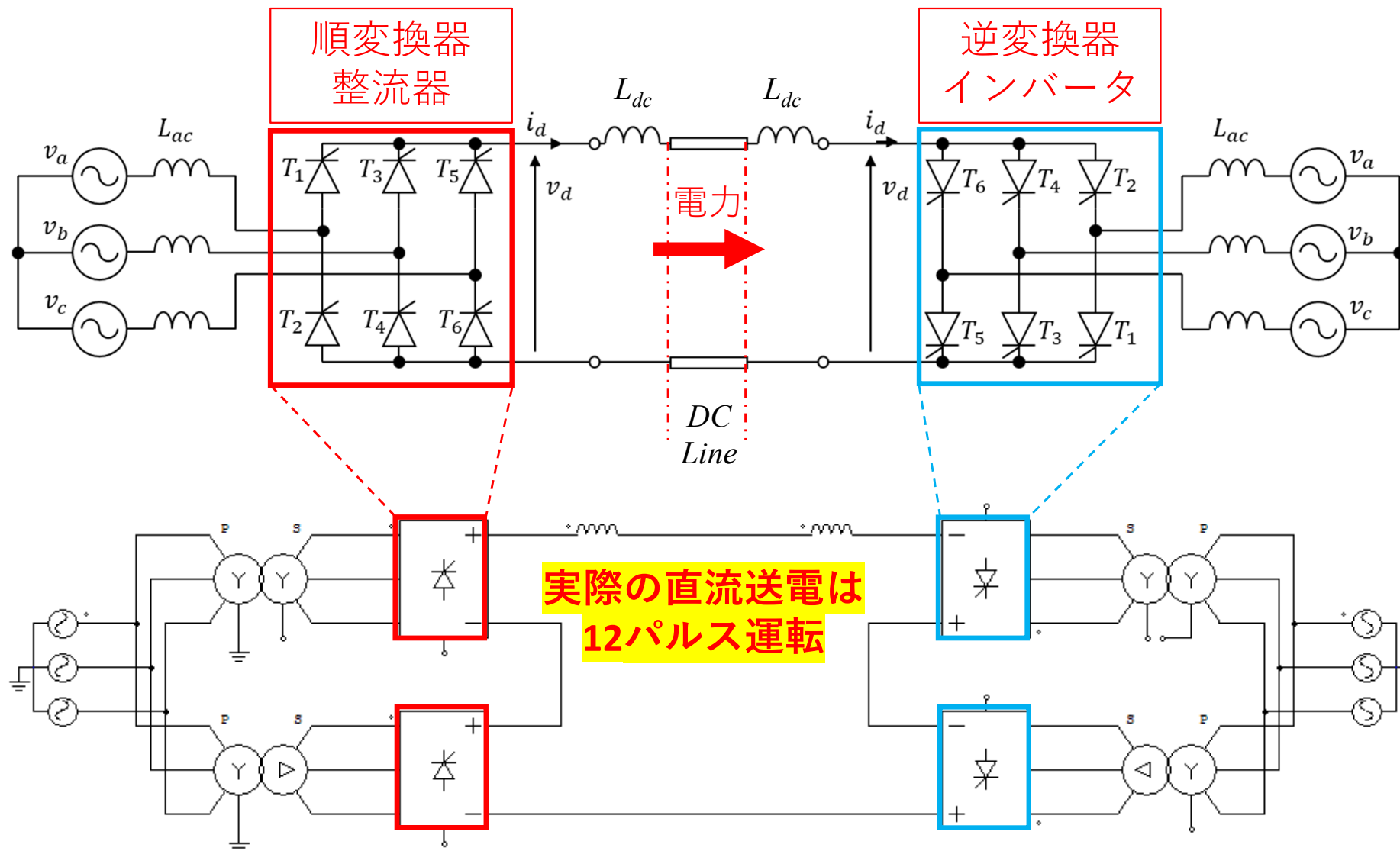
直流送電用変換器の比較

- 他励式
 - サイリスタ素子は高耐圧化、大電流化が容易
 - コストが比較的安価
 - 高効率：6パルスブリッジは99%以上
 - 無効電力消費が大きく、制御による変動も大きい
 - 無効電力補償装置、高調波フィルタの設置が必要
 - 交流側の機器コストが高く、広い敷地も必要
- 自励式
 - IGBT素子はサイリスタ素子より定格電圧・電流が低い
 - コストが比較的高い
 - 効率はMMCで98%程度
 - 電圧形変換器であり、MMC方式を採用
 - 無効電力補償は不要、高調波フィルタも原則として不要
 - 変換所全体のコンパクト化が可能、コストも抑制可能

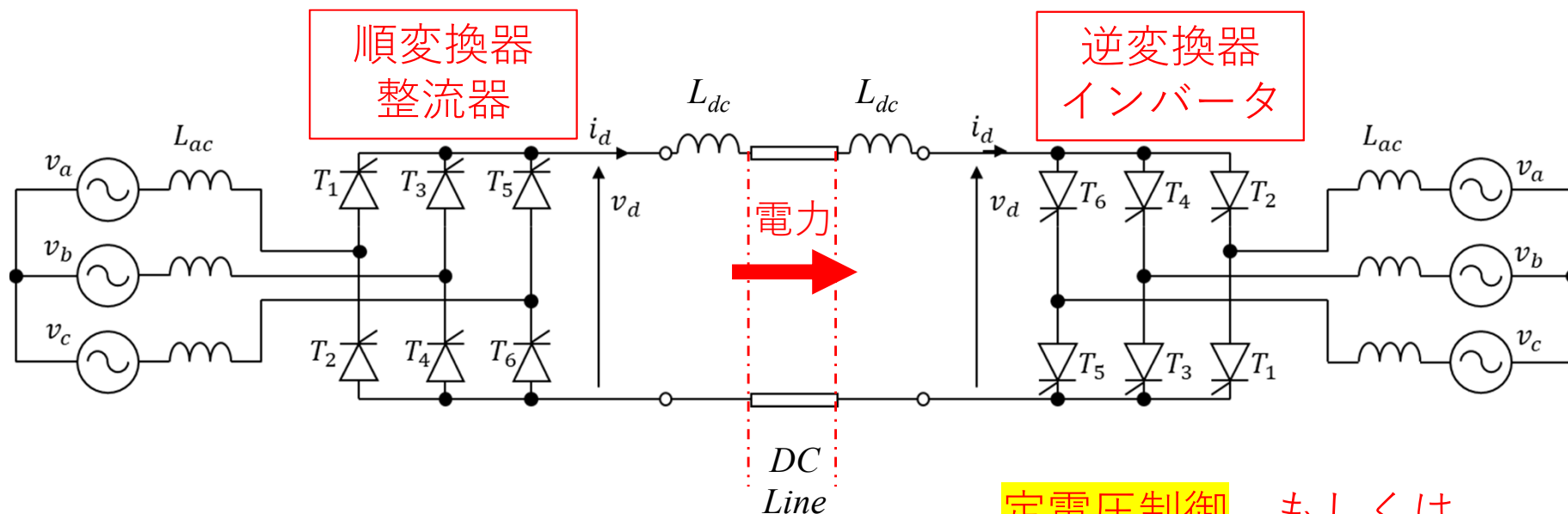
他励式変換器の特性

- 1950年代：水銀アークバルブで実現(ASEA社)
 - 真空管同様、グリッド信号によりオンのみ制御可能
 - アーク(電弧)の発生で導通し、アークの消滅で遮断する
 - スイッチ・オンを**点弧** (Fire)
 - スイッチ・オフを**消弧** (Extinguish) と呼んでいた
 - **逆導通 (逆弧) が発生**することがあった
- 1970年代：サイリスタ素子が取って代わる
 - ゲート信号によりオンのみ制御可能
 - 特性は水銀アークバルブと同等。**逆導通が無くなった**
- 三相変換器の場合、**他相の電圧により、電流がゼロにできる**場合、サイリスタをオフできる
 - このため、「**他励式** 変換器」と呼ばれる

直流送電用 三相サイリスタ変換器の回路例



直流送電用 三相サイリスタ変換器の制御方式



定電流制御

定常運転時
制御角 $\alpha=15\sim30^\circ$ 付近
力率 0.8~0.9

定電圧制御 もしくは、
定余裕角制御

定常運転時
制御角 $\alpha=150^\circ$ 付近
力率 0.8~0.9

PSIM Simulator

による波形を使います

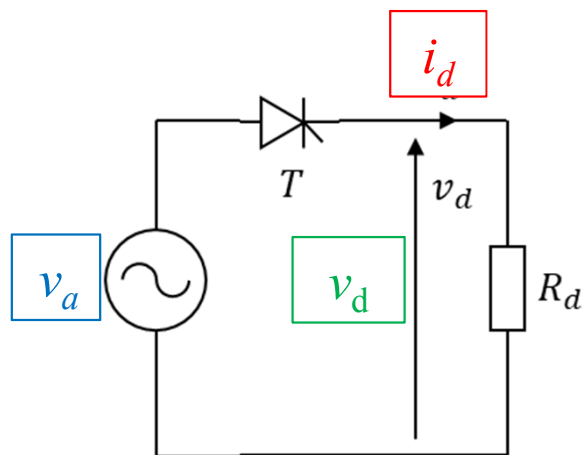
- パワーエレクトロニクス回路シミュレータ
 - カナダのブリティッシュ・コロンビア大学教授Hua Jin氏によって開発され、Powersim社（米国）により1995年にリリースされた
- PSIM教育用ライセンス **(デモ版) 無料**(2023.08.23時点)
 - ダウンロード（日本パワーエレクトロニクス協会）
 - <https://pwel.jp/articles/295>
 - **機能制限**
 - ■ 素子数は34個まで。
 - 波形は6000ポイントまで。
 - サブサーキット および Cブロックに制限。
 - General DLLブロック および ICモデルに制限。
 - スクリプト機能の一部のコマンドに制限。
- シミュレーションの一部はデモ版では実行できません

1.1 単相半波整流回路 (純抵抗負荷の場合)

• 直流電圧の平均値は

$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_a d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_a \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V_a (1 + \cos\alpha)$$

• 直流側負荷は抵抗 R_d のみのため、直流電流 I_d は直流電圧波形と相似と
なっている。また、直流電圧・電流は負の部分は現れない。



サイリスタに逆電圧がかかるのは
電流が0になり、オフしてから。

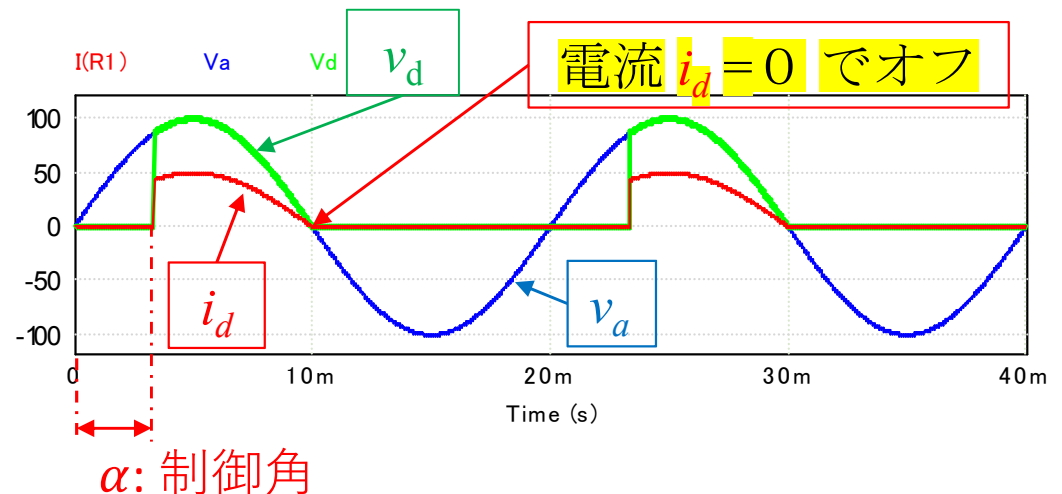


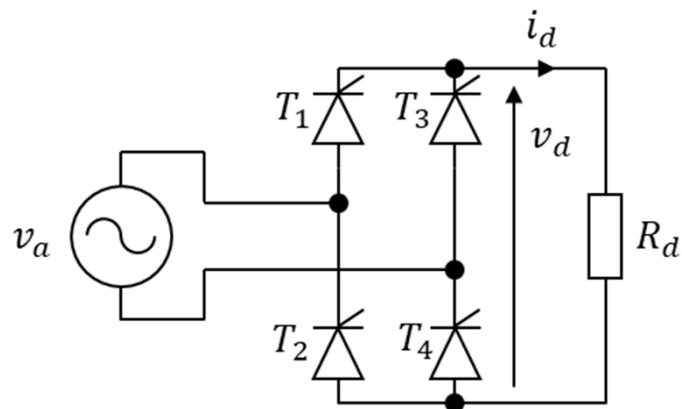
図10.17 単相半波サイリスタ整流器
(直流側負荷は抵抗 R_d のみ)

1.2a 単相全波整流回路 (純抵抗負荷の場合)

• 直流電圧の平均値は

$$V_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_a d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_a \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}V_a}{\pi} [(-\cos\theta)]_{\alpha}^{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_a (1 + \cos\alpha)$$

• 直流側負荷は抵抗 R_d のみのため、直流電流 I_d は直流電圧波形と相似となっている。



サイリスタに逆電圧がかかるのは
電流が0になり、オフしてから。

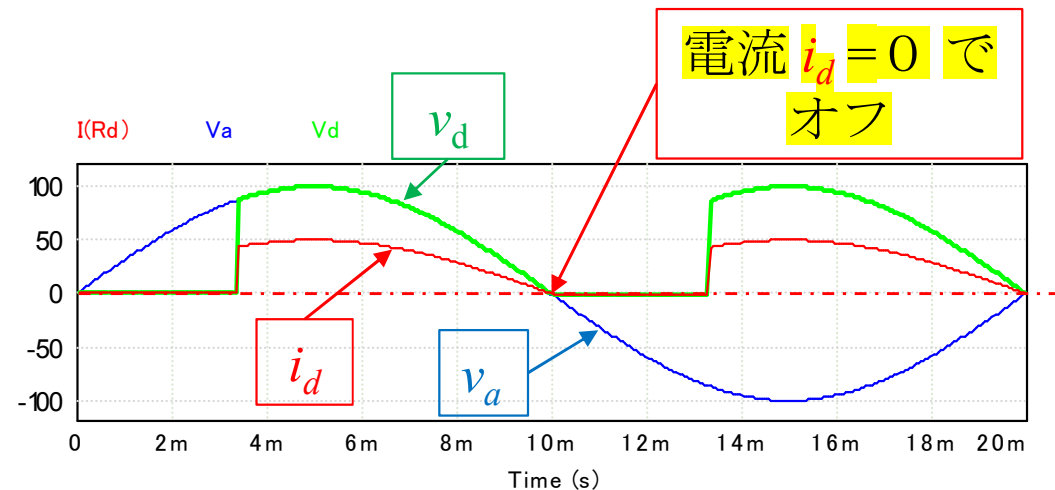
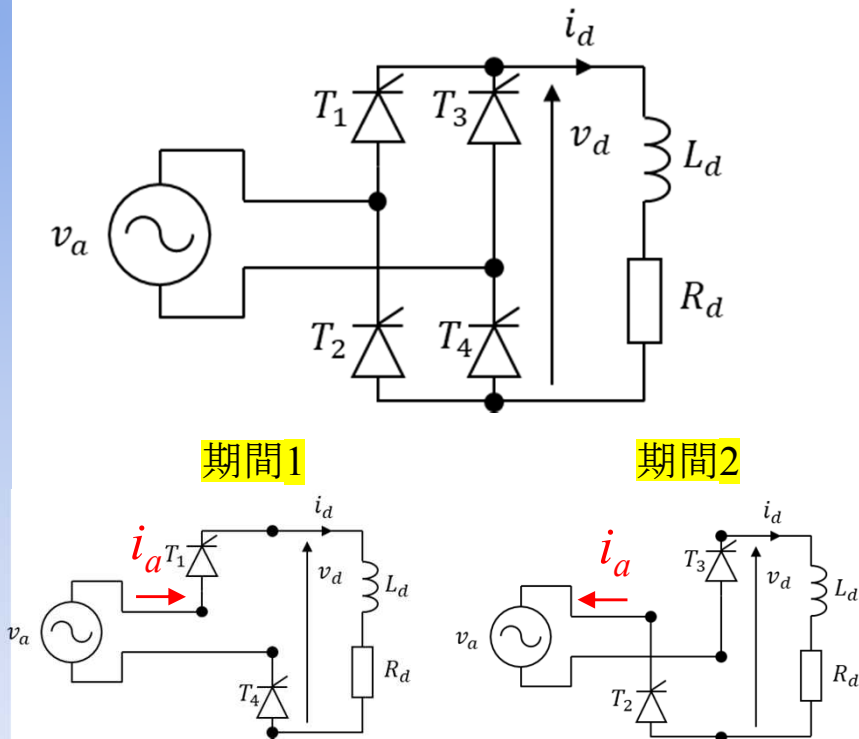
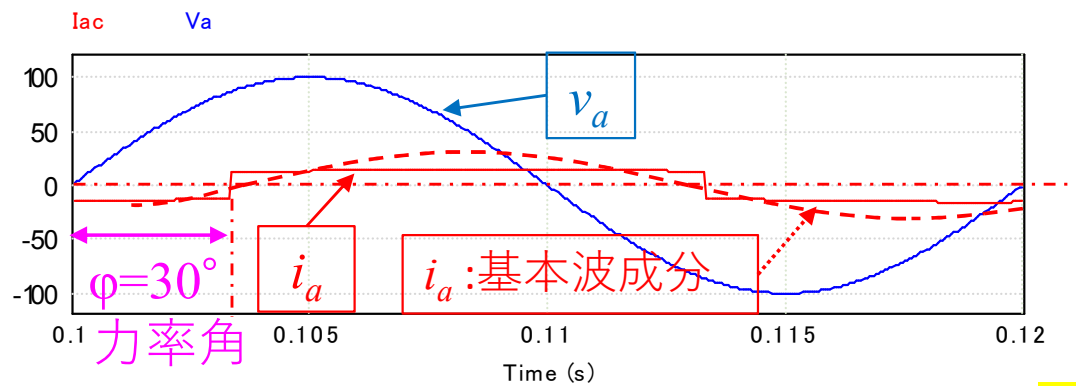
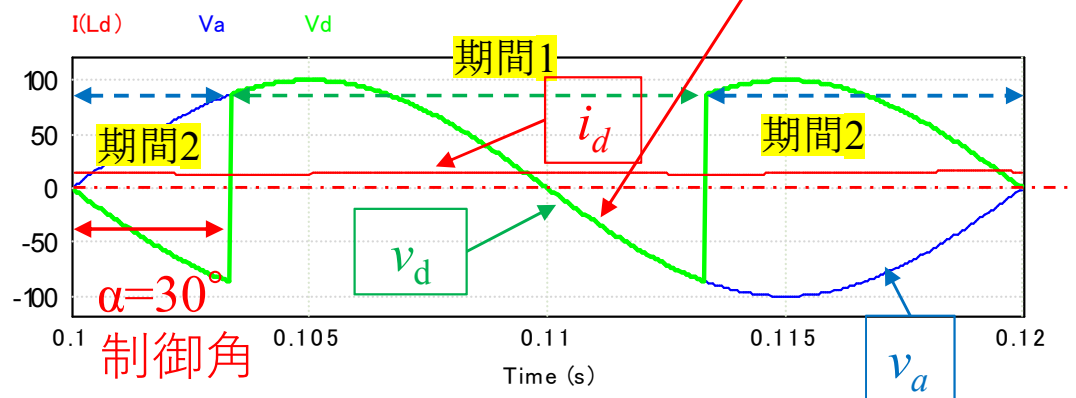


図10.18 単相全波サイリスタ整流器
(直流側負荷は抵抗 R_d のみ)

1.2b 単相全波整流回路 インダクタンス L_d と抵抗 R_d の直列

- 直流側負荷はインダクタンス L_d と抵抗 R_d の直列
- 期間1ではサイリスタ T_1, T_4 がオンしている
- 期間2ではサイリスタ T_2, T_3 がオンしている
- L_d の電流はほぼ一定
- 交流側電流は方形波

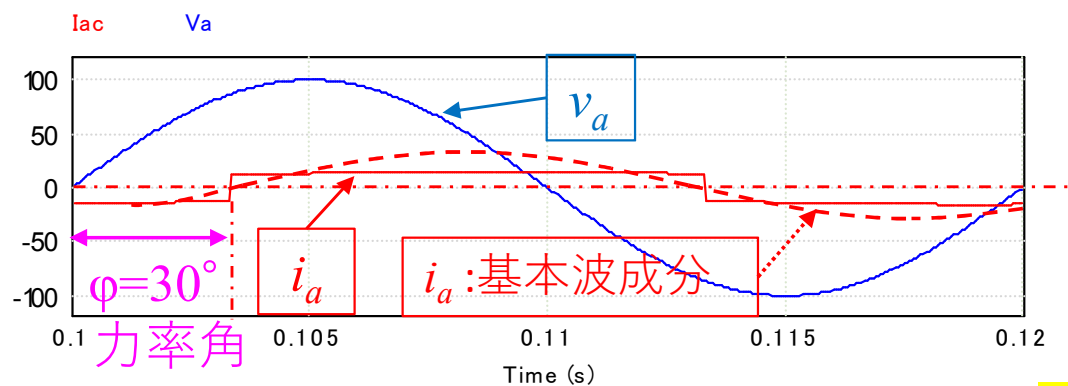
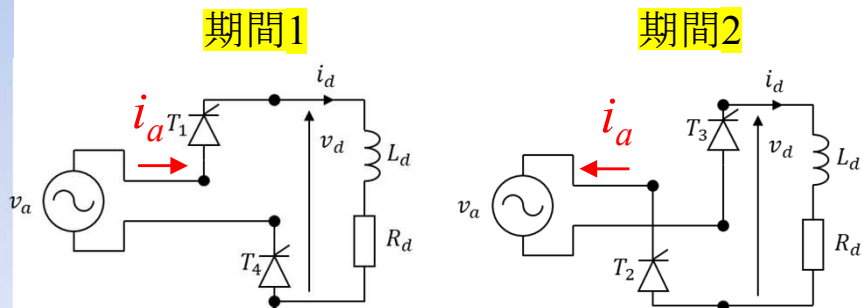
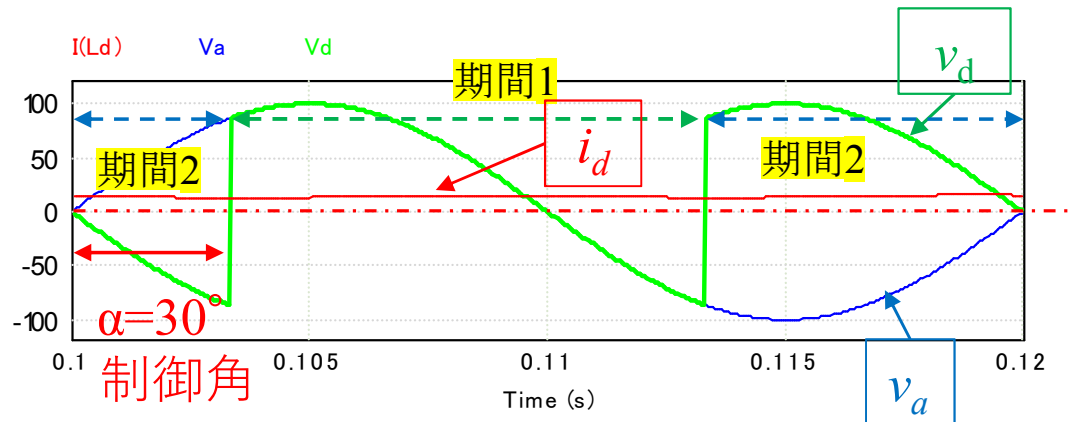
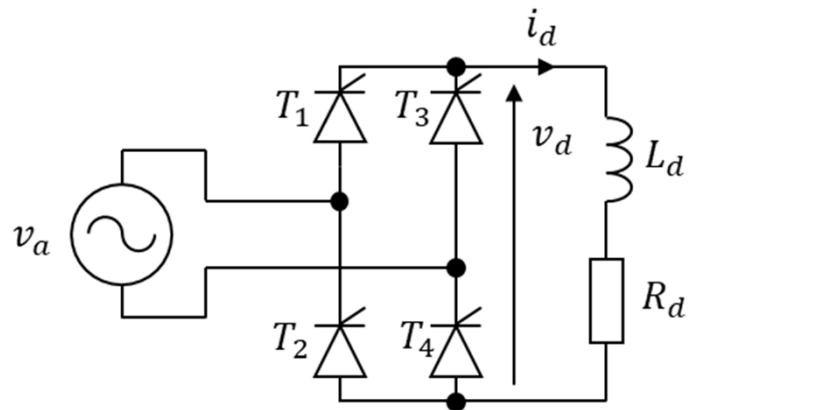
L_d の作用により
電源の負電圧期間でも
電流 i_d は流れ続ける



10.7 単相サイリスタブリッジ インダクタンス L_d と抵抗 R_d の直列

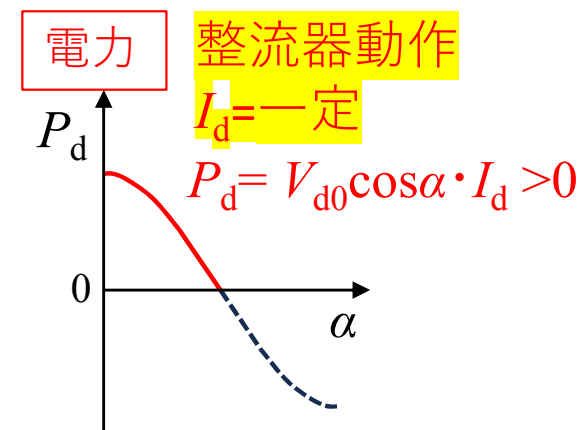
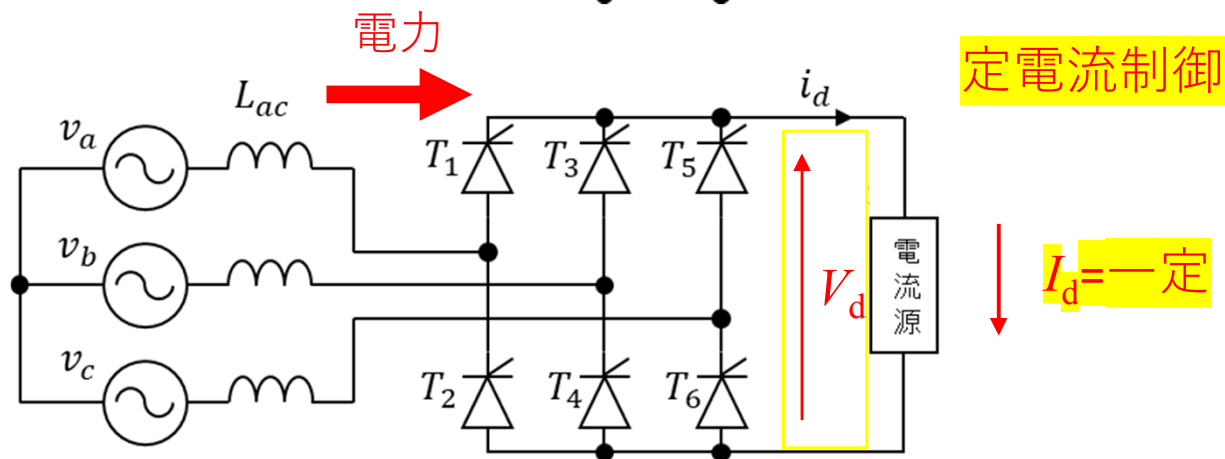
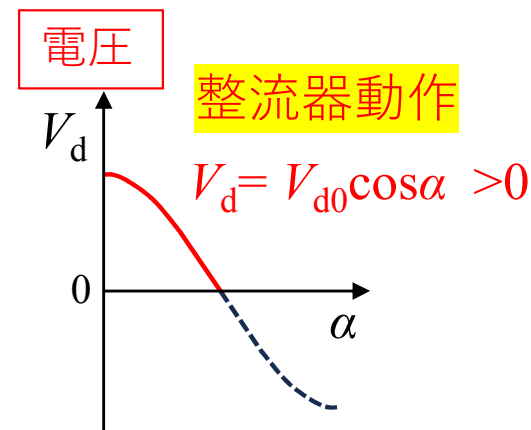
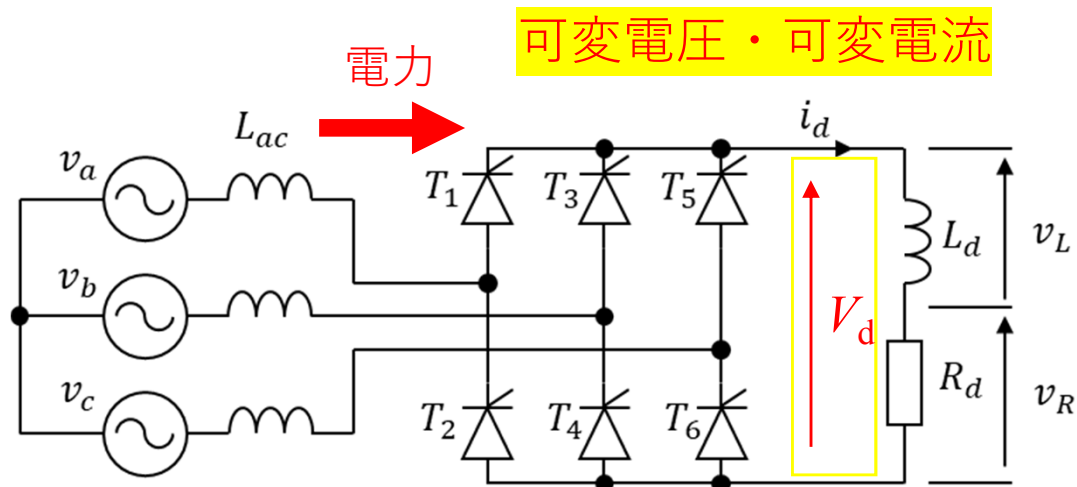
制御角により
力率が悪化

- 直流電圧の平均値は
- $V_{da} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} v_a d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V_a \sin\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}V_a}{\pi} (2 \cos \alpha)$ …(10.6)
- 直流側負荷はインダクタンス L_d と抵抗 R_d の直列のため、直流電流 I_d はほぼ一定となる。
- 直流電圧は負の部分も現れる。



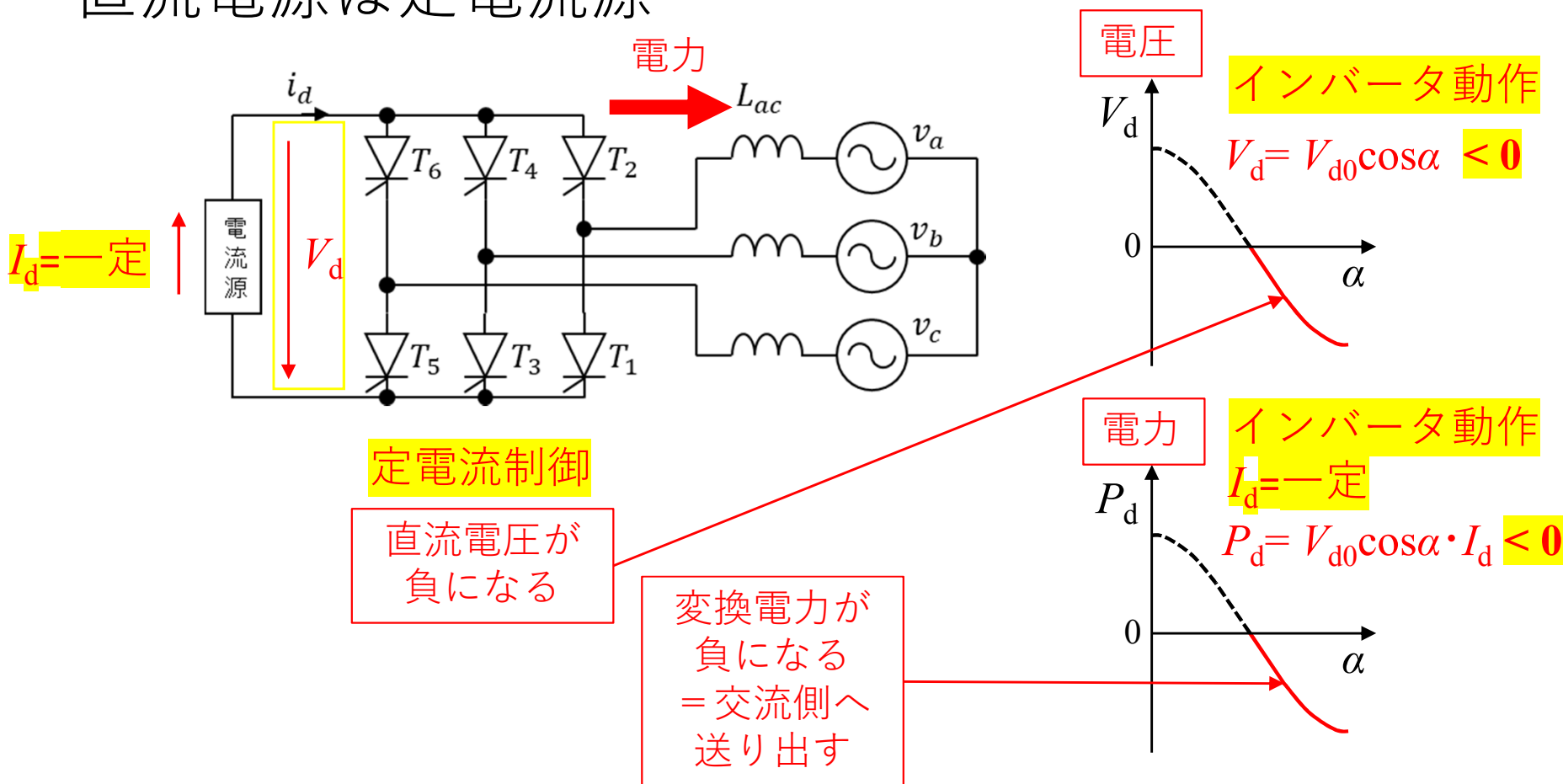
三相サイリスタ変換器 整流器動作特性

- 整流器動作：直流負荷に電力供給



三相サイリスタ変換器 インバータ動作

- インバータ動作：直流電源から交流側に電力供給
- 直流電源は定電流源



直流送電用三相サイリスタ変換器のシミュレーション

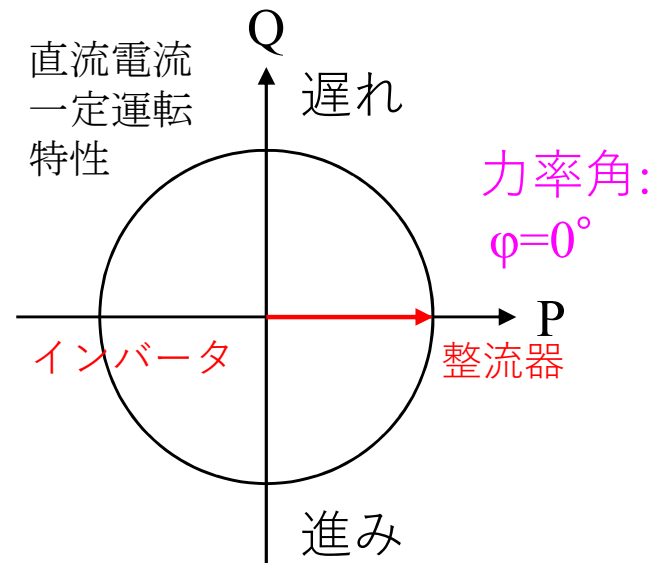
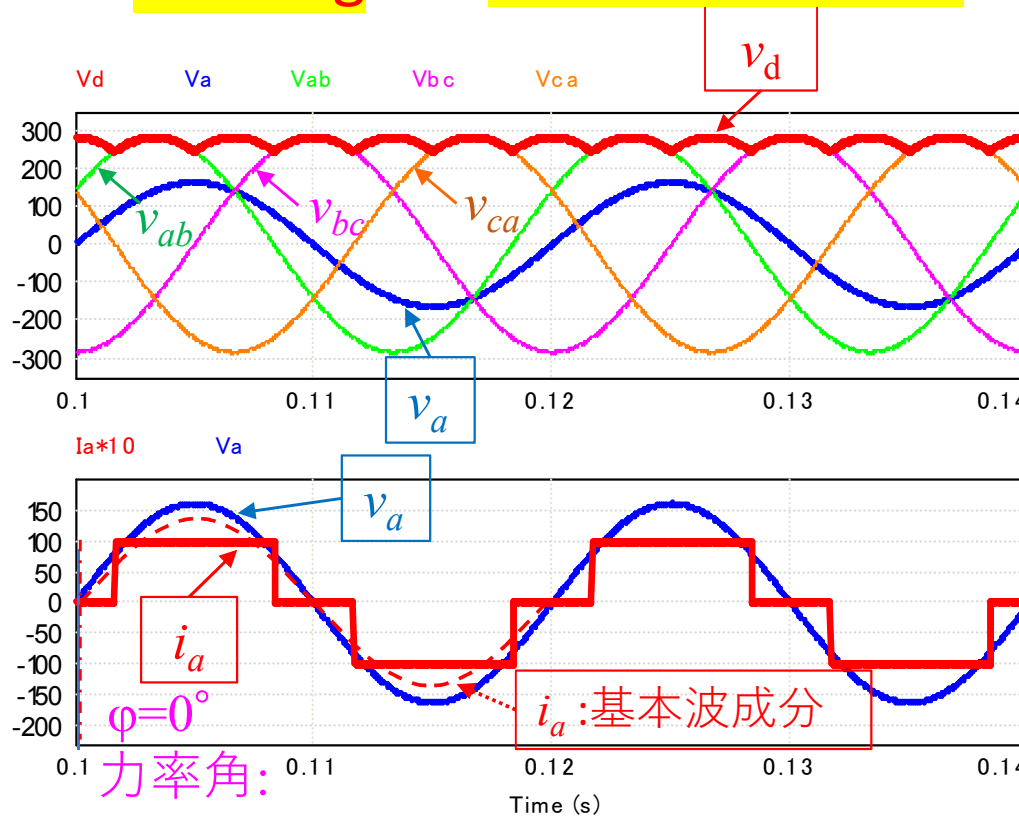
整流器動作

- thy-6p-IDC.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- Lac=無し; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- 制御角 $\alpha=0 \text{ deg.}$

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha > 0$$

変換器の整流器動作

変換器電力:
 $P = \text{最大}$
 $Q = 0$



直流送電用三相サイリスタ変換器のシミュレーション

- thy-6p-IDC.psimsch

整流器動作

- VLL=200V, Idc=10A;

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha > 0$$

- Lac=無し; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス

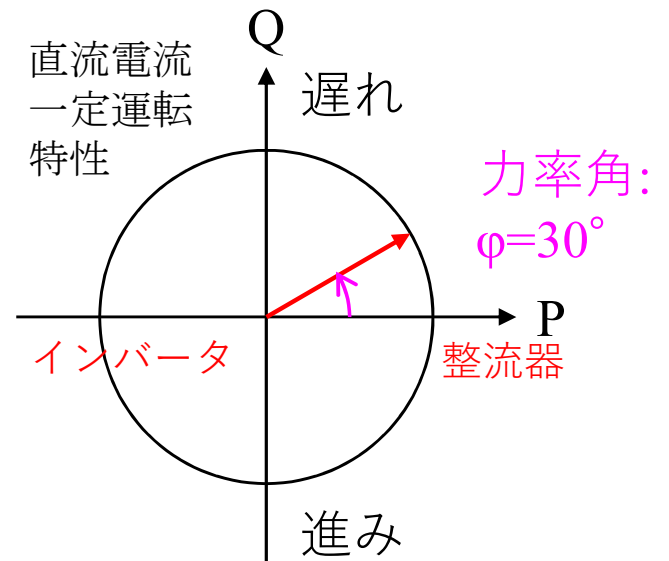
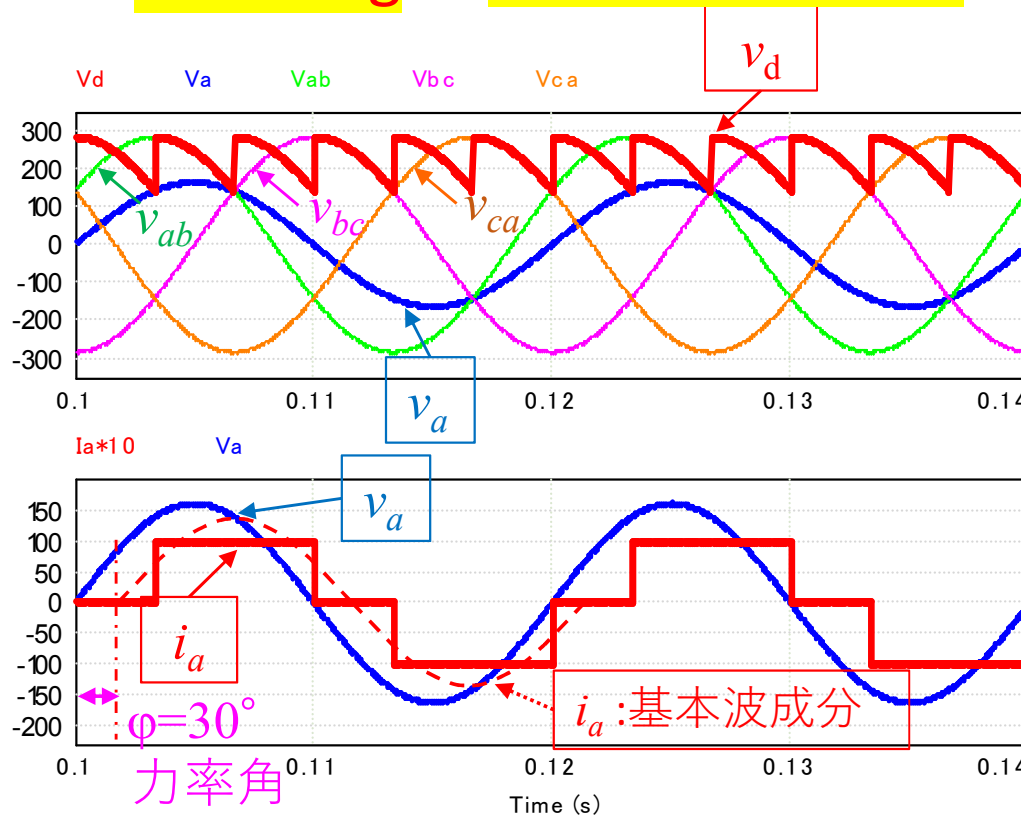
- 制御角 $\alpha=30 \text{ deg.}$

変換器の整流器動作

変換器電力:

$$P = V_{d0} \cos \varphi \cdot I_d$$

$$Q = \text{遅れ} \cdot V_{d0} \sin \varphi \cdot I_d$$



直流送電用三相サイリスタ変換器のシミュレーション

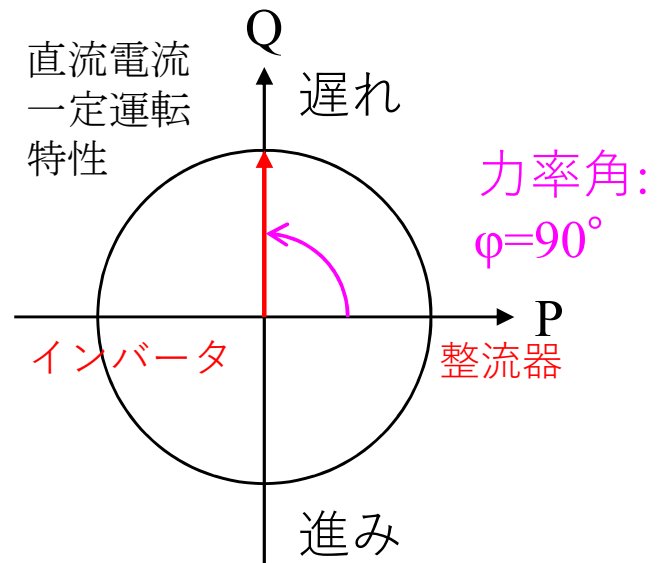
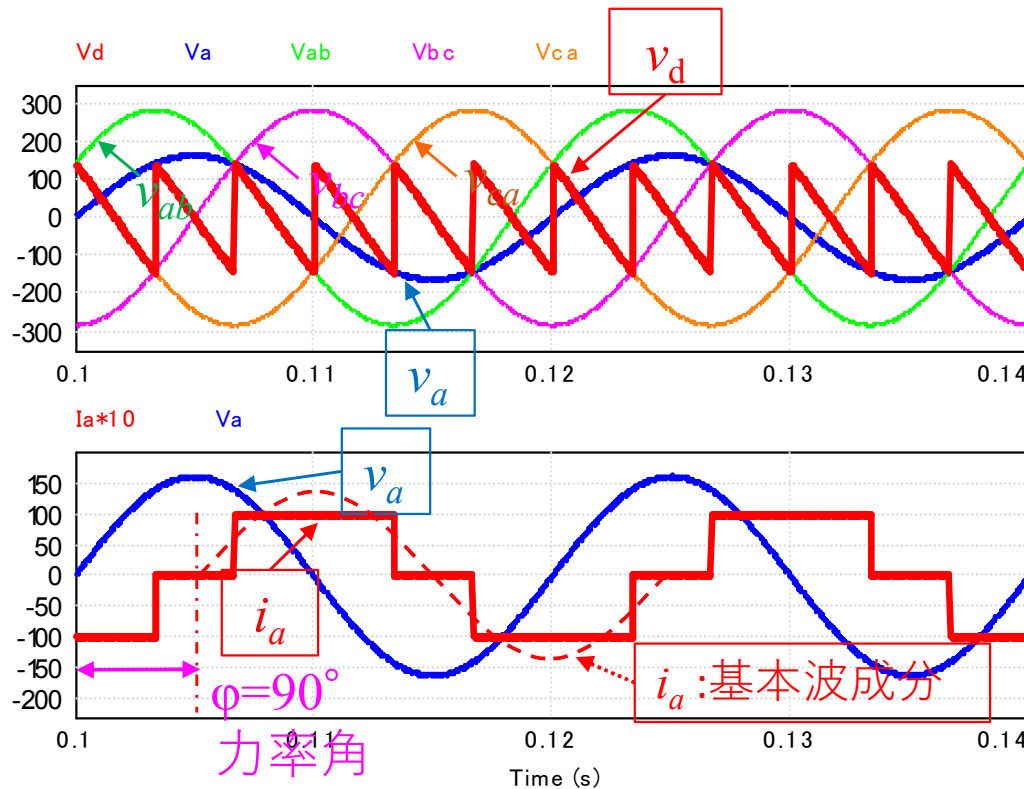
- thy-6p-IDC.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- Lac=無し; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- 制御角 $\alpha=90$ deg. **変換器の起動・停止時**

直流電流 I_d を小さくするが
大きな無効電力補償が必要

変換器電力:

$P=0$

$Q=$ 遅れ \cdot 最大 $V_{d0} \cdot I_d$



直流送電用三相サイリスタ変換器のシミュレーション

- thy-6p-IDC.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- Lac=無し; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- 制御角 $\alpha=150$ deg. **変換器のインバータ動作**

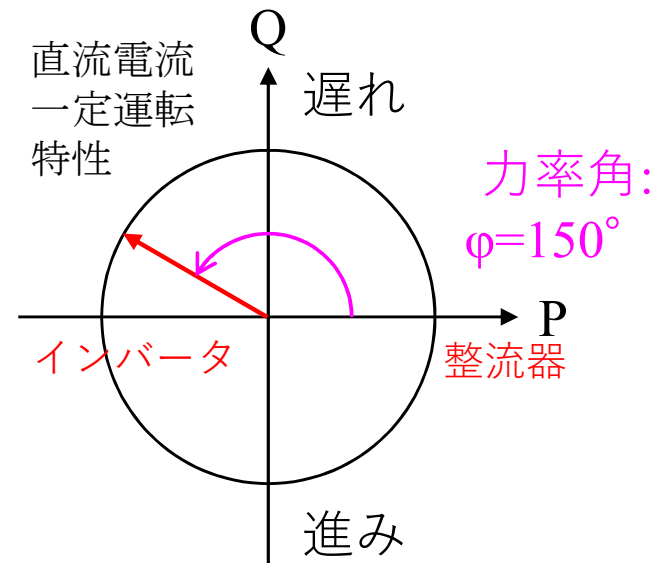
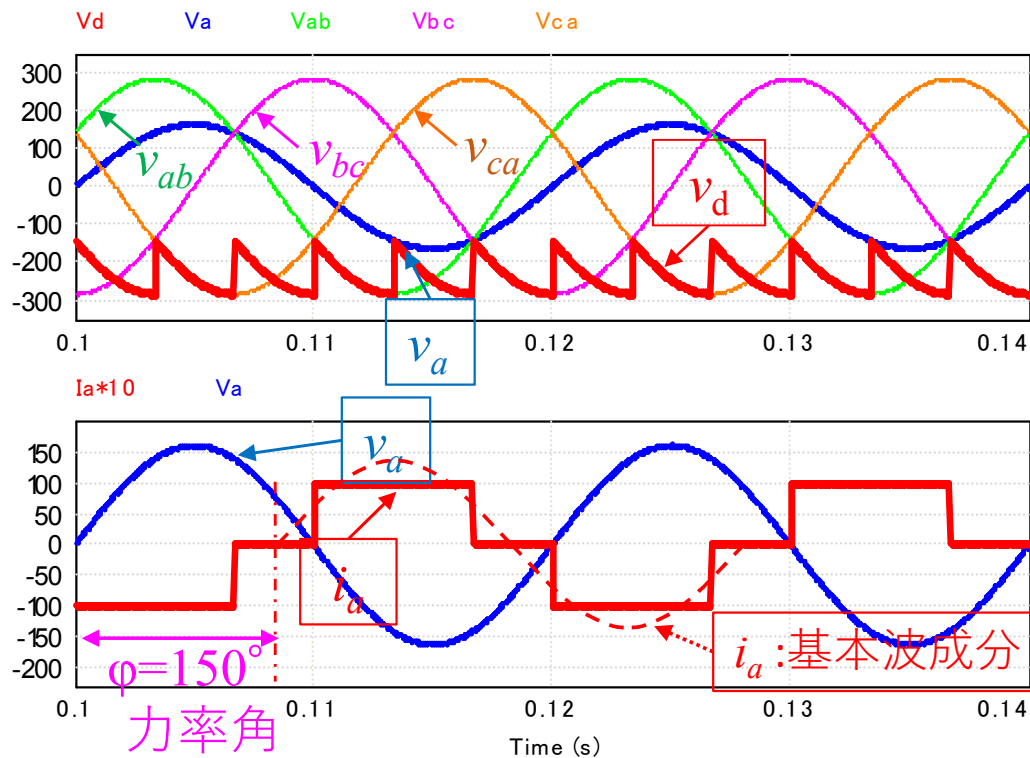
インバータ動作

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha < 0$$

変換器電力:

$$P = V_{d0} \cos \varphi \cdot I_d < 0$$

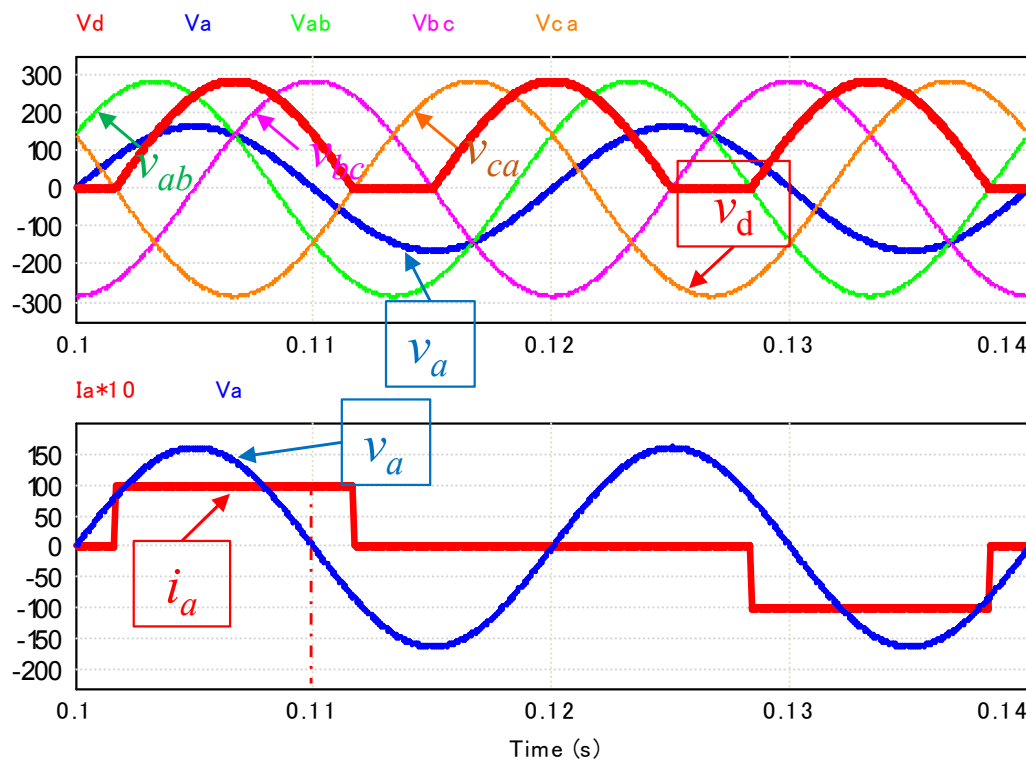
$$Q = \text{遅れ} \cdot V_{d0} \sin \varphi \cdot I_d$$



直流送電用三相サイリスタ変換器のシミュレーション

変換器の転流失敗

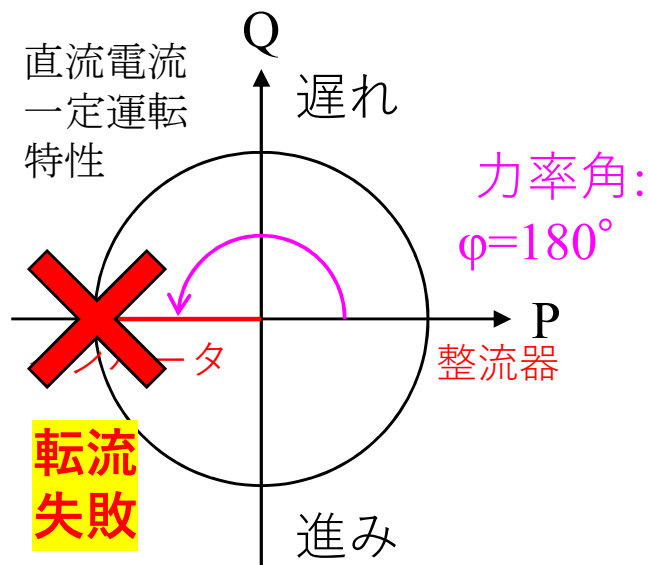
- thy-6p-IDC.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- Lac=無し; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- 制御角 $\alpha=180$ deg.



変換器電力:

$$P \neq V_{d0} \cos\phi \cdot I_d$$

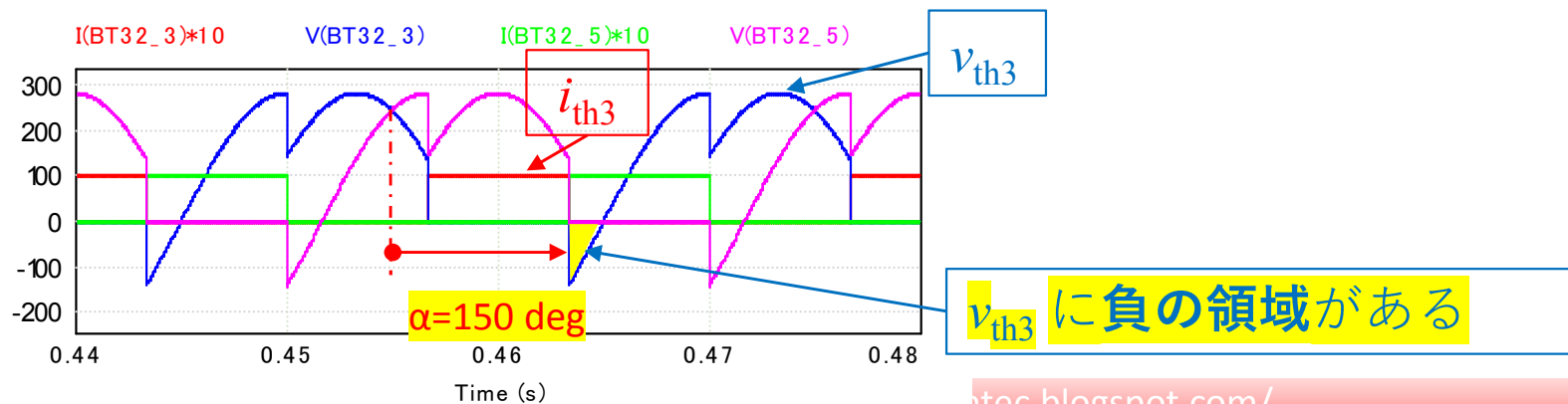
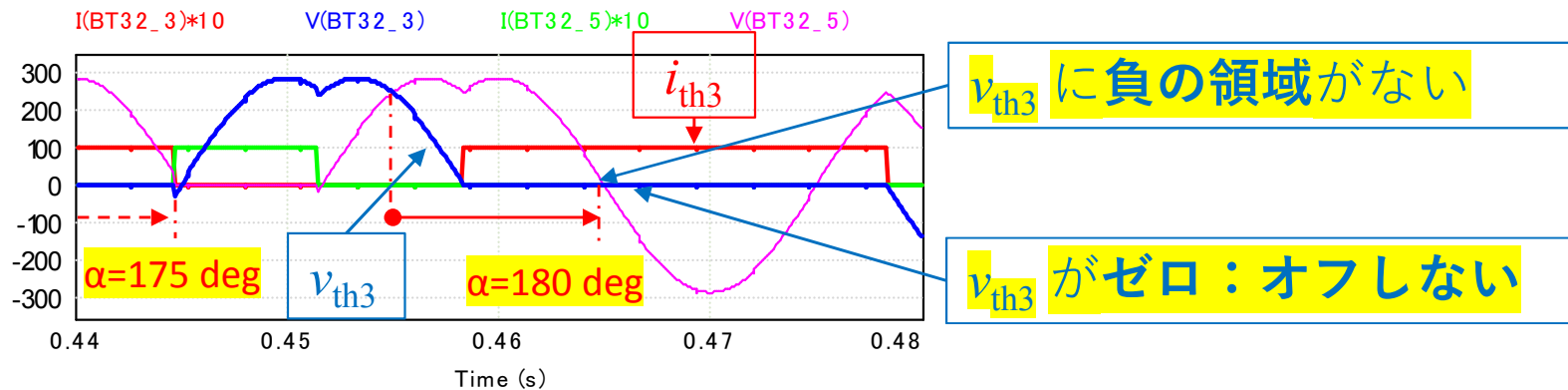
$$Q \neq \text{遅れ} \cdot V_{d0} \sin\phi \cdot I_d$$



直流送電用三相サイリスタ変換器のシミュレーション

- thy-6p-IDC.-alfa_var.psimsch; thy-6p-IDC.psimsch;
- 制御角 $\alpha=180$ deg. : 変換器の転流失敗が発生 : 異常運転
- 制御角 $\alpha=150$ deg. : v_{th1} に負の領域がある : 正常運転

転流失敗が発生



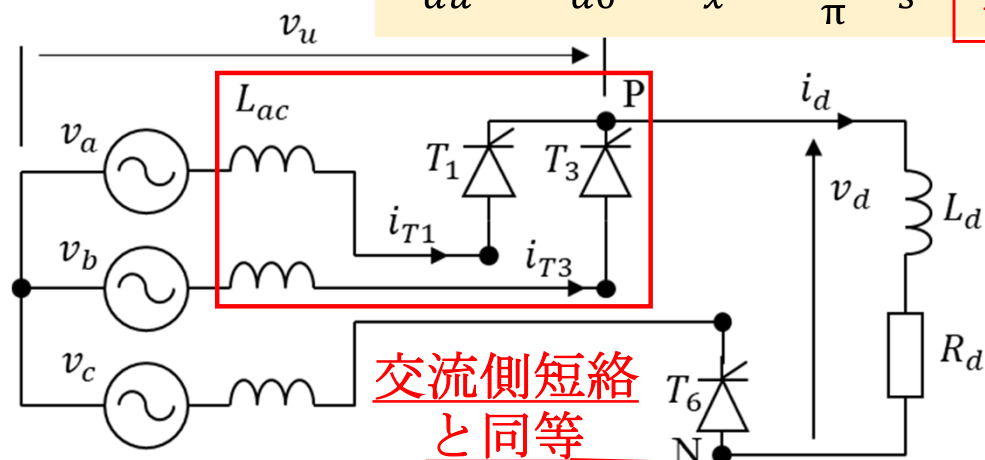
三相サイリスタ変換器の 転流と重なり角・その影響

- サイリスタは電流がゼロになるまでoffしない。そのため、図26に示すように、サイリスタ T_1 と T_3 が同時に導通する期間(図27の u の期間)が生ずる。
- これを電流の重なり、この期間 u を重なり角と呼んでいる。
- 重なり角 u は次式の関係から導出される。

$$\{\cos \alpha - \cos(\alpha + u)\} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{X_s}{V_s} I_d \quad \dots(10.33)$$

三相全波整流回路の平均直流電圧 V_{du} は平均電圧が低下

$$V_{du} = V_{d0} - V_x = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_s - \frac{3}{\pi} X_s I_d \quad \dots(10.36)$$



I_d は平均直流電流
 $X_s = \omega L_{ac}$ は転流リアクタンス

L_{ac} を大きくすることが必要

図26 転流時の等価回路

直流送電用三相サイリスタ変換器 の重なり角シミュレーション

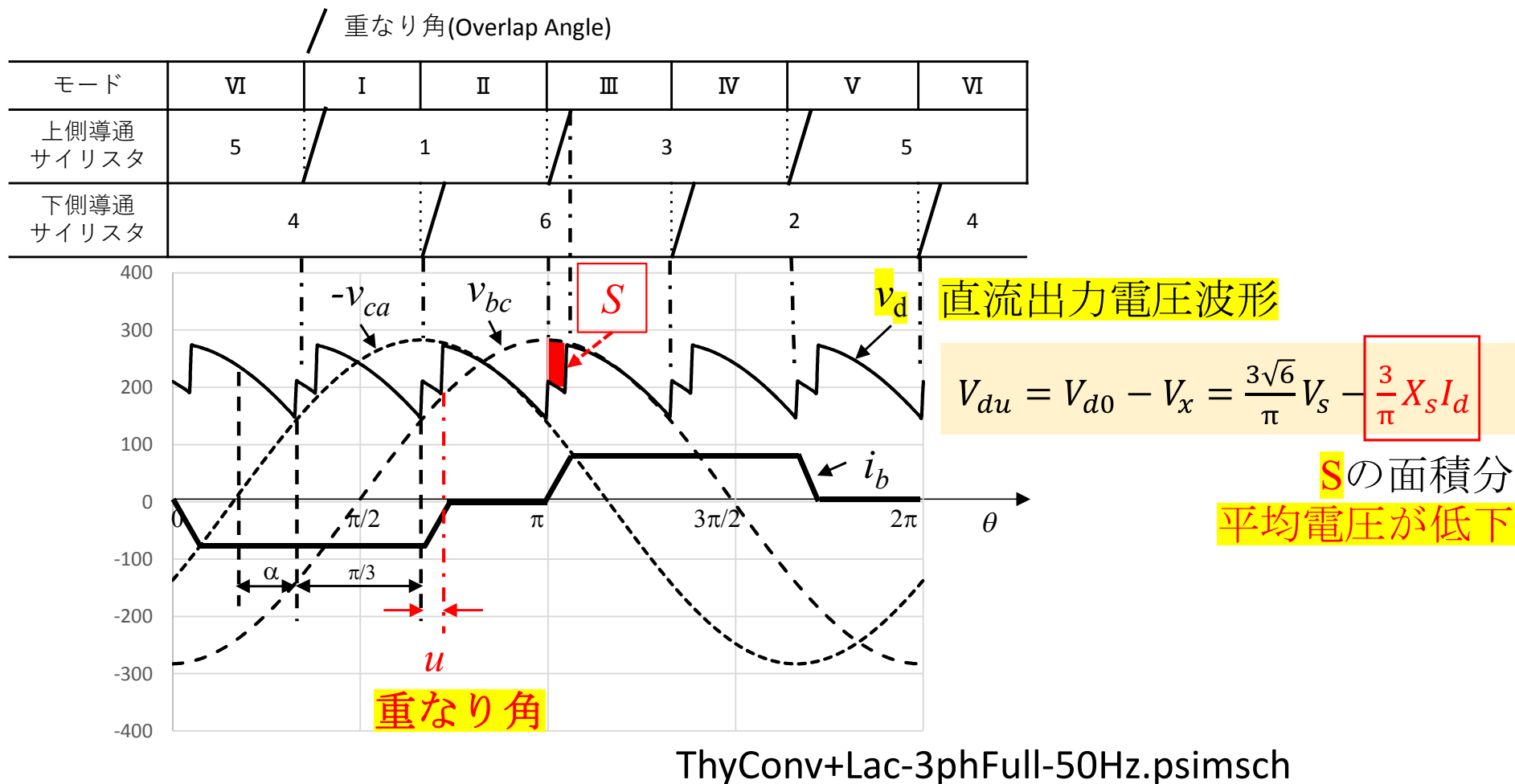
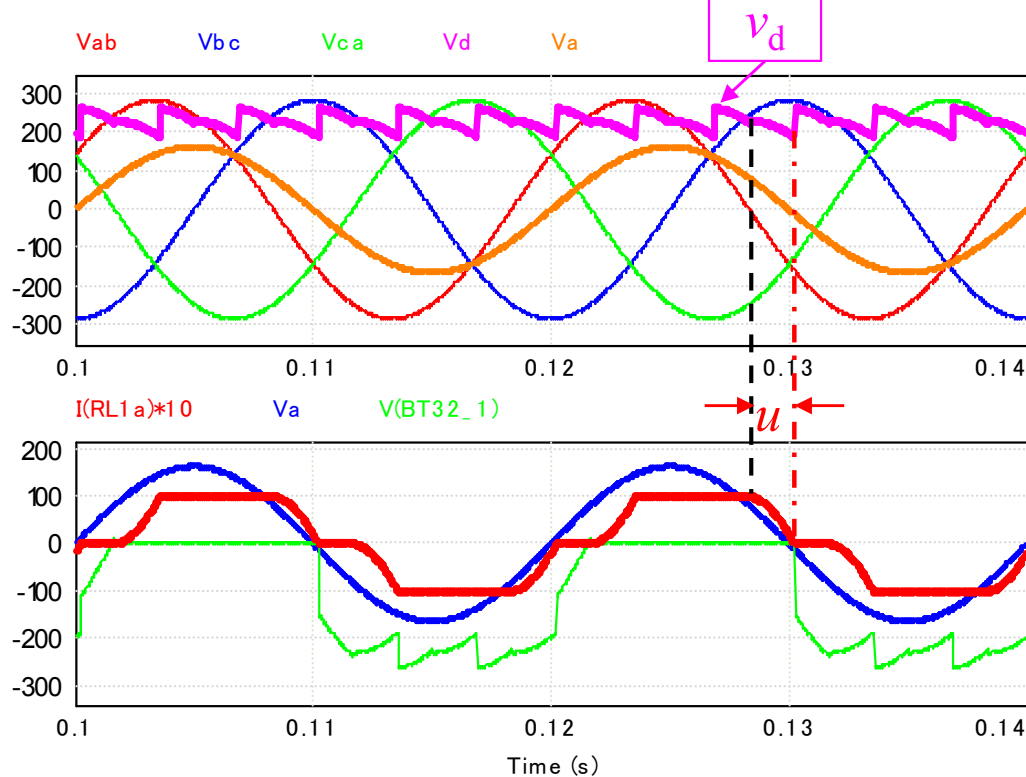


図27 重なり角 u がある場合のサイリスタのオンする順序と直流出力電圧波形と交流電圧・電流波形

この重なり現象によって、図27のSの面積分だけ直流側の**平均電圧が低下**することになる。

直流送電用三相サイリスタ変換器 の重なり角シミュレーション

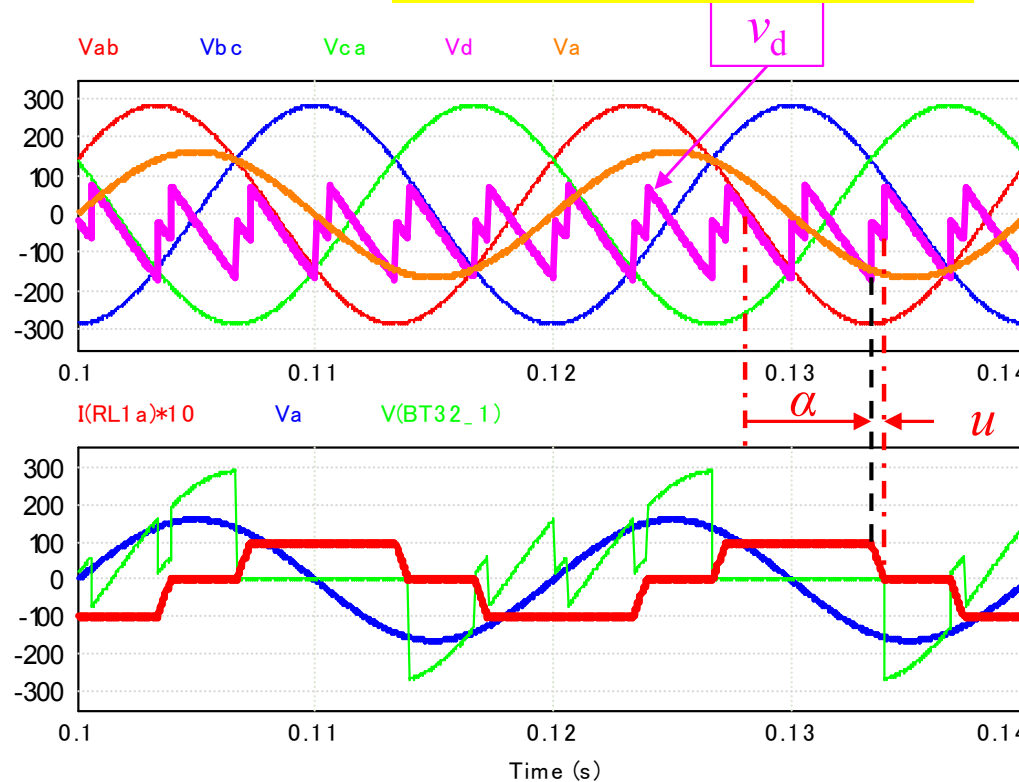
- thy-6p-Lac+IDC.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- Lac=8mH: 約0.2pu; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- (一般的な交流送電変圧器の漏れリアクタンスは0.05pu)
- 制御角 $\alpha=0$ deg. **変換器の整流器動作**



重なり角 大きい

直流送電用三相サイリスタ変換器の重なり角シミュレーション

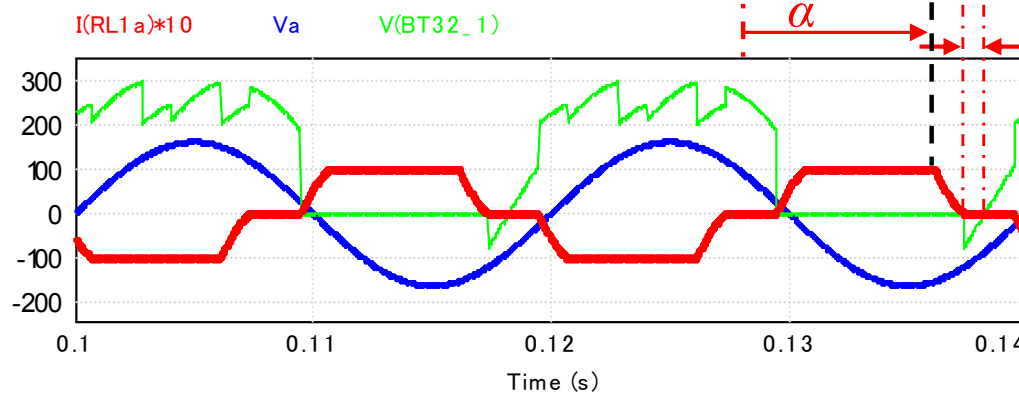
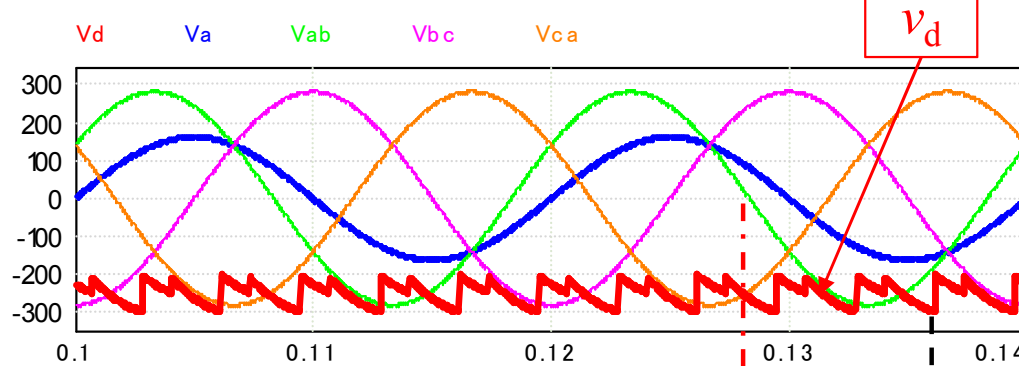
- thy-6p-Lac+IDC.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- **Lac=8mH**: 約0.2pu; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- (一般的な交流送電変圧器の漏れリアクタンスは0.05pu)
- 制御角 $\alpha=90$ deg. **変換器のインバータ動作**



重なり角

直流送電用三相サイリスタ変換器 の重なり角シミュレーション

- thy-6p-Lac+IDC.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- **Lac=8mH**: 約0.2pu; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- (一般的な交流送電変圧器の漏れリアクタンスは0.05pu)
- 制御角 $\alpha=140$ deg. **変換器のインバータ動作**

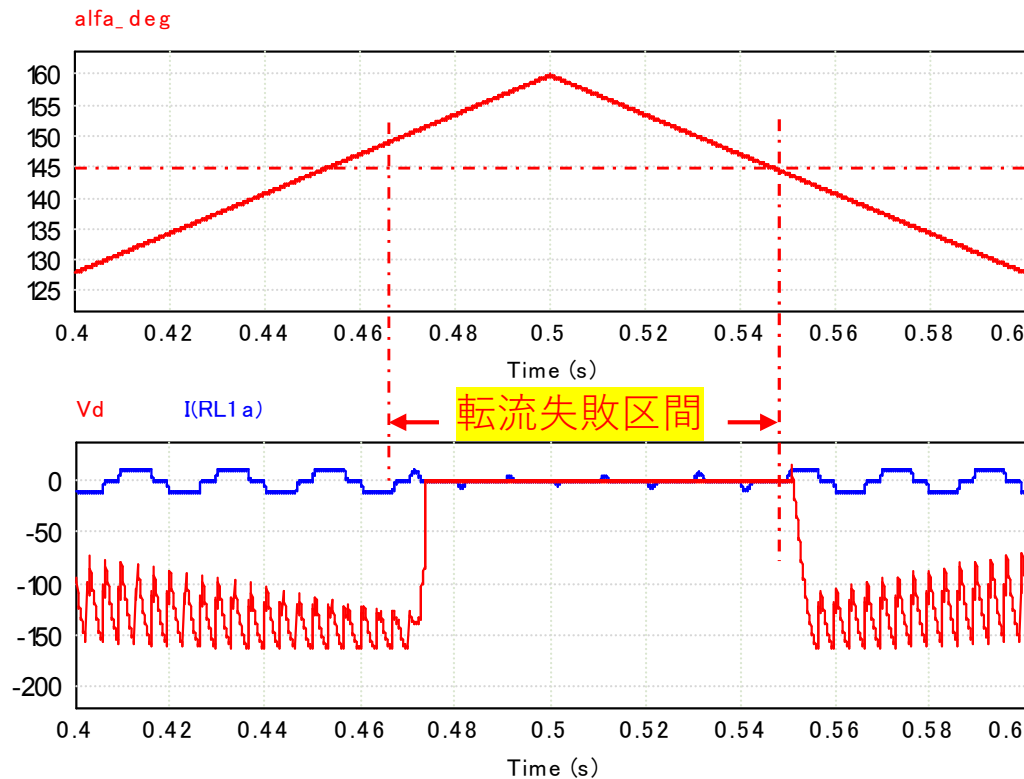


余裕角 γ (ガンマ)

サイリスタ素子に
逆電圧がかかる期間

直流送電用三相サイリスタ変換器 の重なり角シミュレーション

- thy-6p-Lac+IDC-alfa_var.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- **Lac=8mH**: 約0.2pu; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- (一般的な交流送電変圧器の漏れリアクタンスは0.05pu)
- 制御角 $\alpha=100\sim 160$ deg.



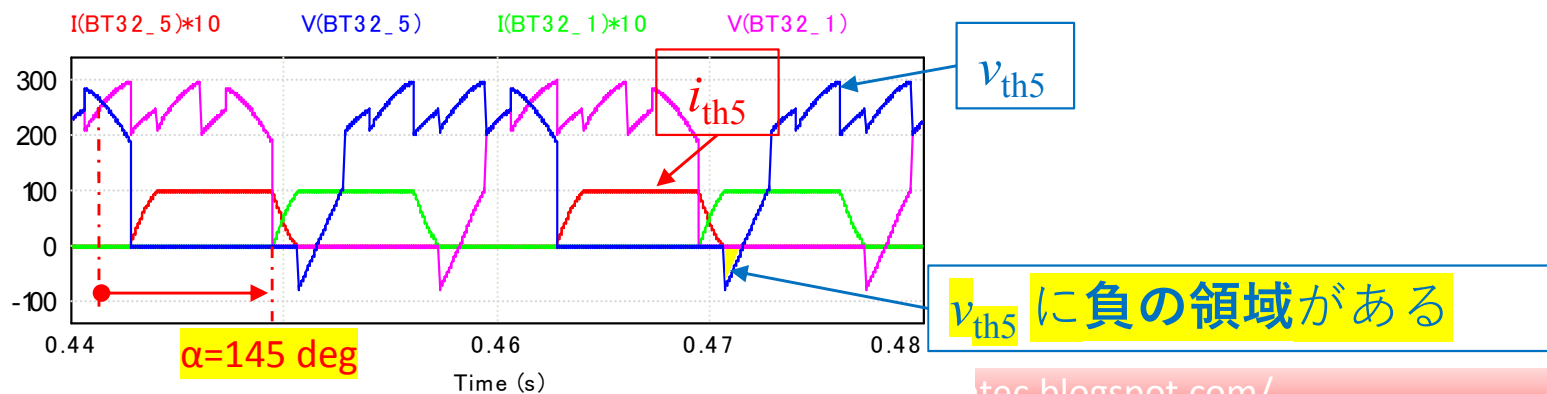
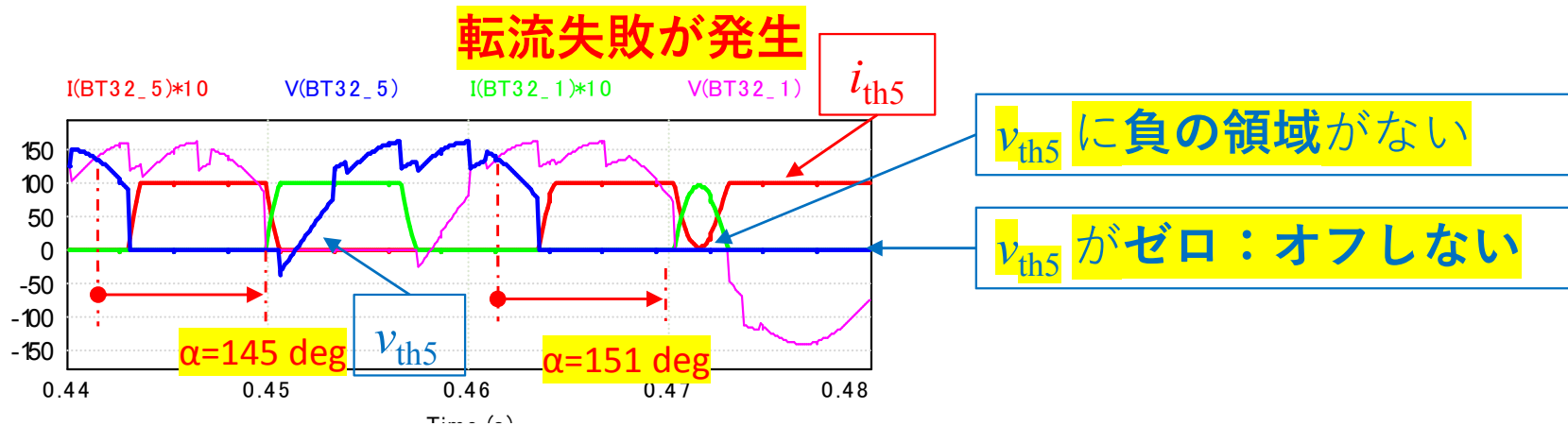
制御角 $\alpha = \text{約}145^\circ$
運転限界

力率は低い：0.9程度

無効電力補償が必要

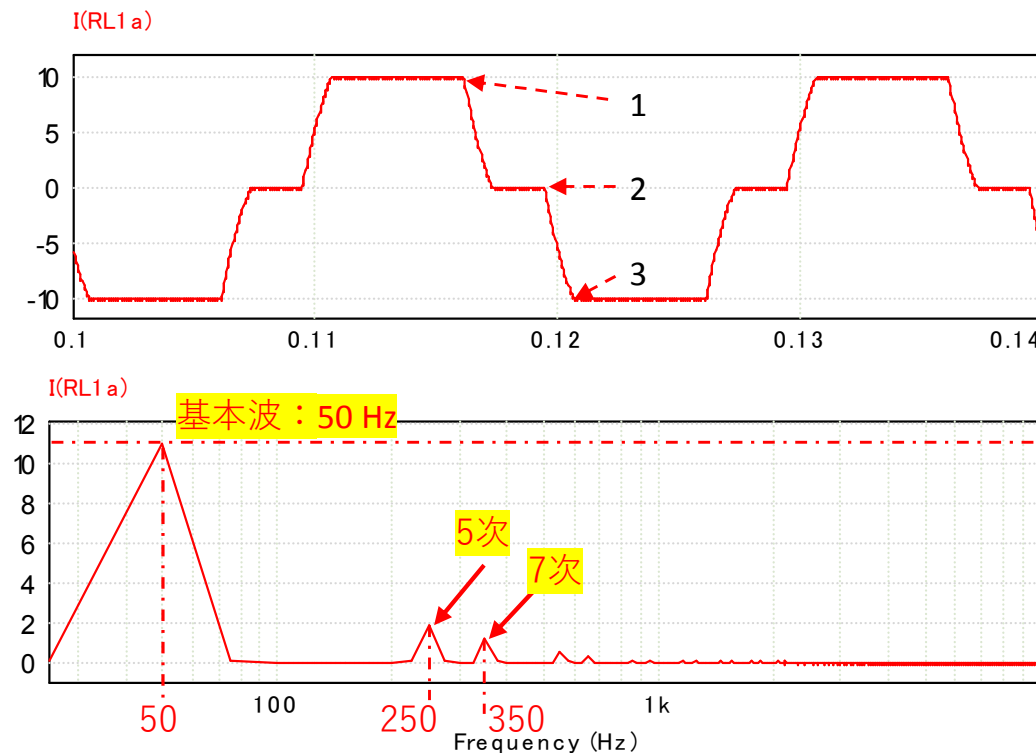
直流送電用三相サイリスタ変換器 のシミュレーション

- thy-6p-Lac+IDC-alfa_var.psimsch; thy-6p-IDC.psimsch;
- 制御角 $\alpha=151$ deg. : 変換器の転流失敗が発生 : 異常運転
- 制御角 $\alpha=145$ deg. : v_{th1} に負の領域がある : 正常運転

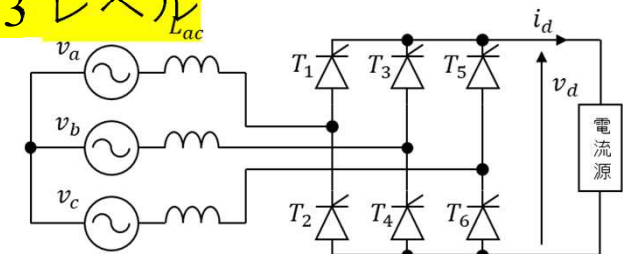


三相サイリスタ変換器 6パルスブリッジの高調波

- thy-6p-Lac+IDC-alfa_var.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- Lac=8mH: 約0.2pu; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- (一般的な交流送電変圧器の漏れリアクタンスは0.05pu)
- 制御角 $\alpha=145$ deg.

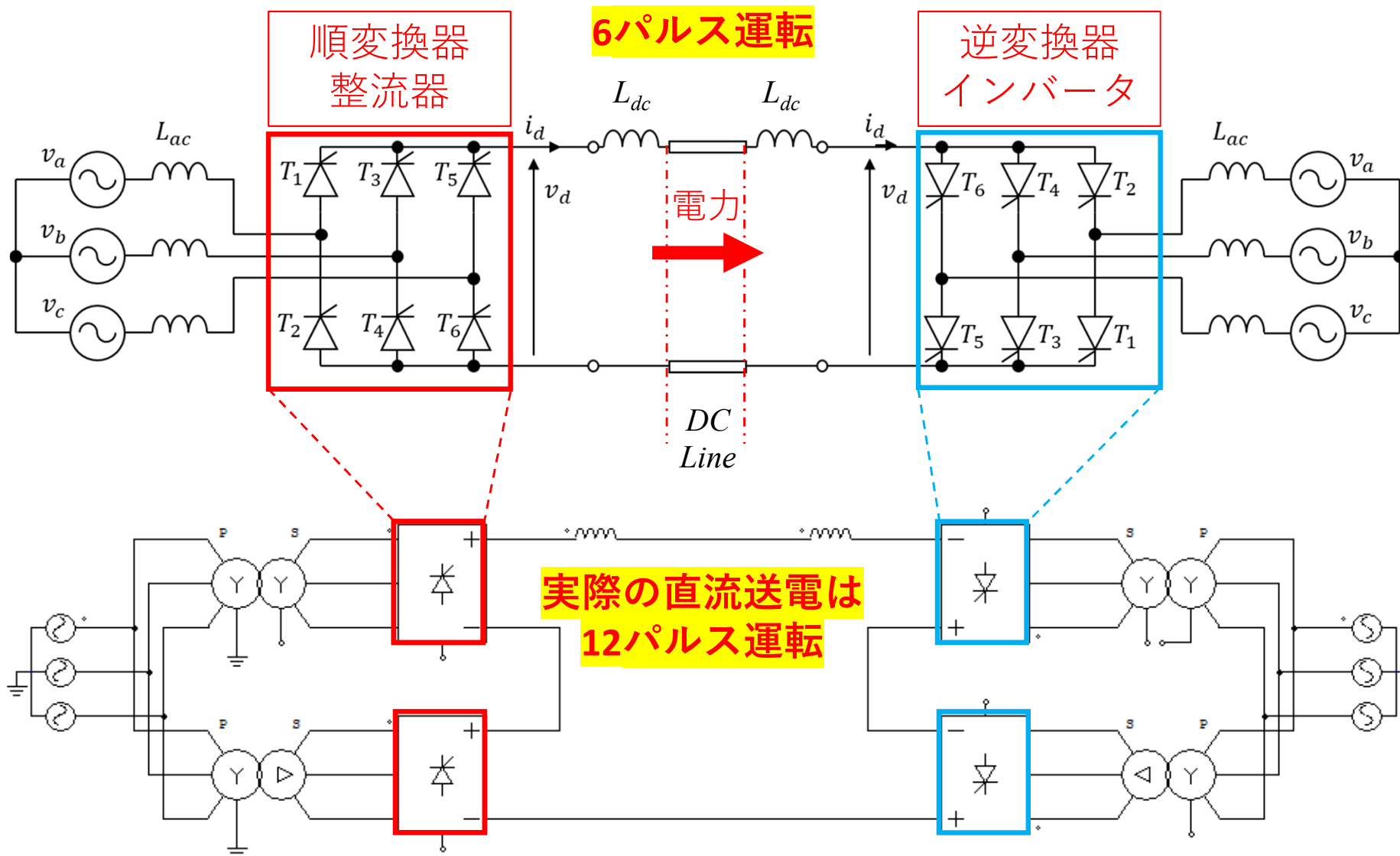


交流側電流波形
6パルス運転時
⇒ 3レベル



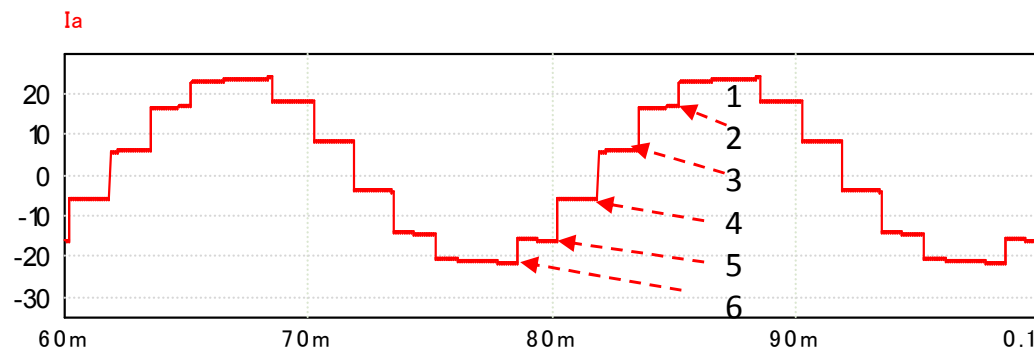
5次、7次高調波が大：
フィルタが必要

直流送電用 三相サイリスタ変換器

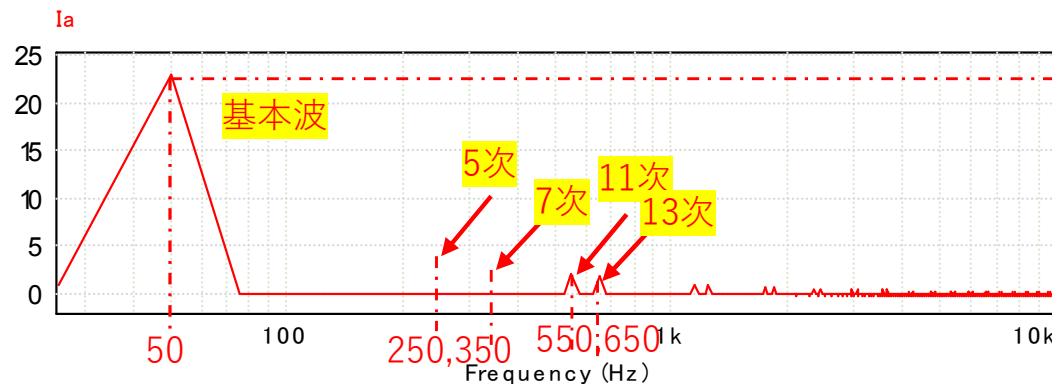


三相サイリスタ変換器 12パルスブリッジの高調波

- thy-6p-Lac+IDC-alfa_var.psimsch
- VLL=200V, Idc=10A;
- Lac=8mH: 約0.2pu; 直流送電変圧器の漏れリアクタンス
- (一般的な交流送電変圧器の漏れリアクタンスは0.05pu)
- 制御角 $\alpha=100\sim 180$ deg.



交流側電流波形
12パルス運転時
=> 6レベル



基本波：50 Hz

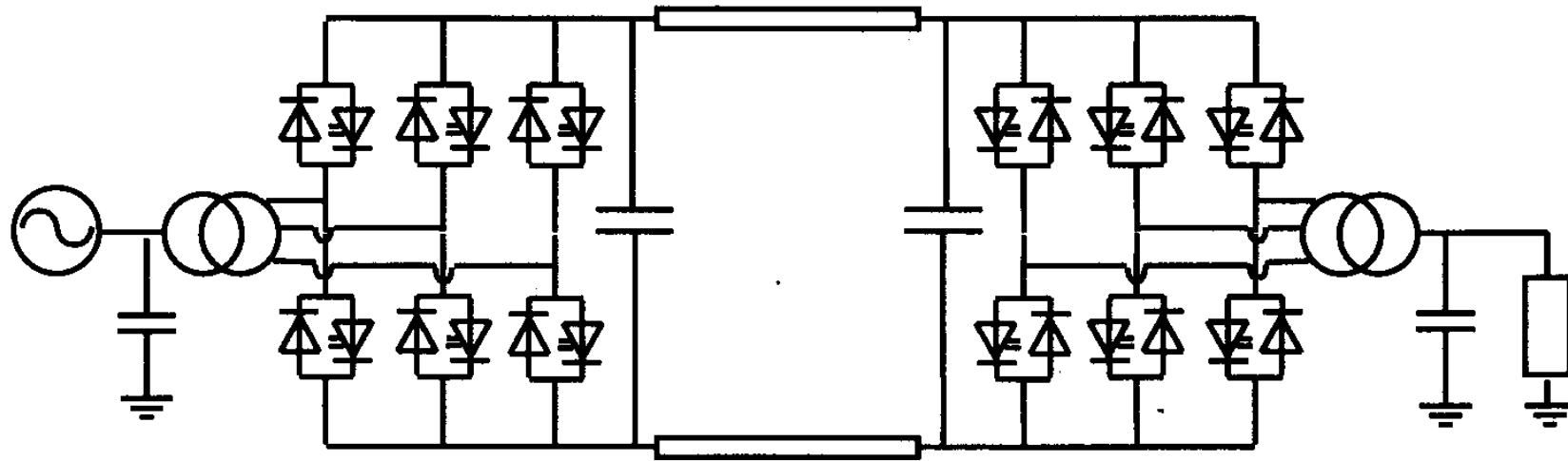
5次、7次高調波は消滅：
11次、13次フィルタが必要

他励式変換器の問題点

- 無効電力消費が大きい
 - 制御角の変動により無効電力消費も大きく変わる
- 交流側の電圧変動を引き起こす
 - 不安定現象が発生する恐れがある
 - 交流電圧が低下=>重なり角が増大=>余裕角が減少
 - =>余裕角の確保のためインバータ制御角 β が増大
 - =>インバータの無効電力消費が増大
 - =>交流電圧がさらに低下
- 交流側の短絡容量比が2.5以上必要と言われる
 - 短絡容量比(Short Circuit Ratio)が大きいと系統側インピーダンスが小さく電圧変動が小さい

自励式変換器

● HVdc-Light システム構成



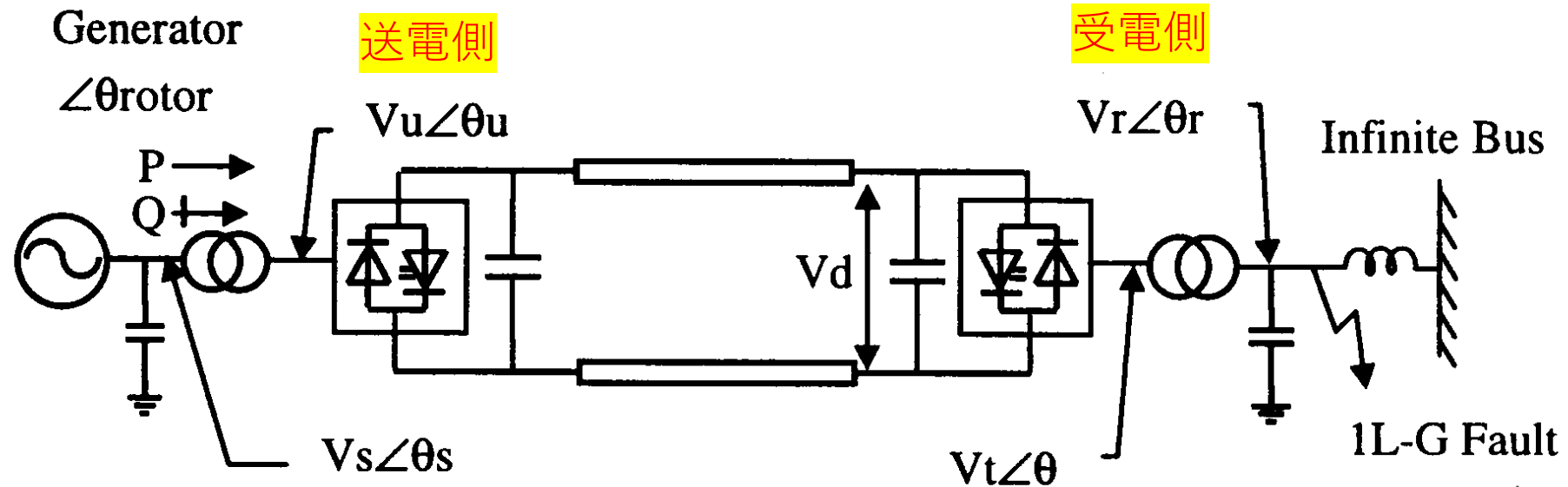
Representation of a simple configuration of a VSC cable transmission system consisting of 2 level, 6 pulse width modulation (pwm) VSC converters.

1980年代：

GCTサイリスタ素子を用いた6パルス電圧形変換器と安価な送電ケーブルを組み合わせ10kV～50kV程度の電圧で送電する。

自励式変換器

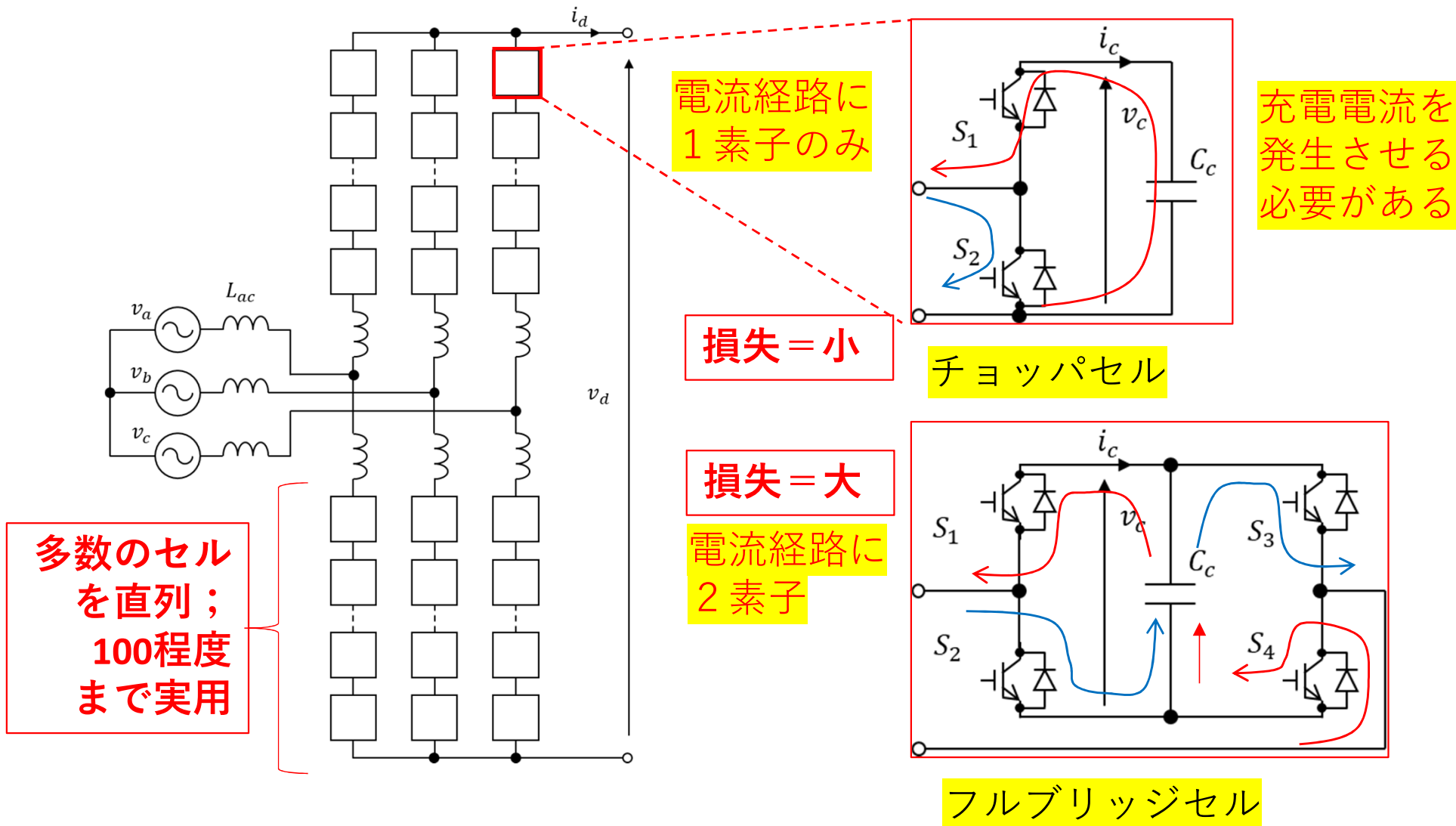
● HVdc-Light 送電システム



受電側系統と同期をとる必要がないため、風力発電や太陽光発電のように、変動の大きな電源からの送電に向いている。

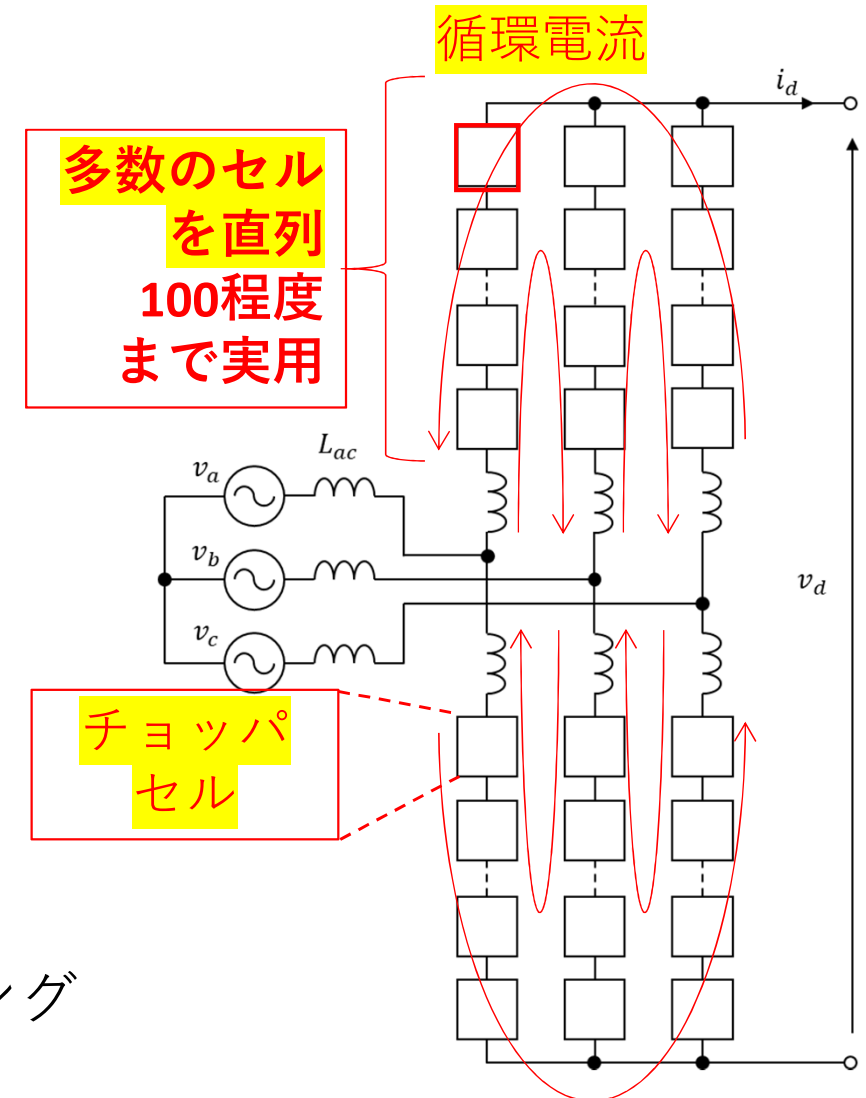
MMC: 2000年代 IGBT素子

Modular Multi-Level Converter



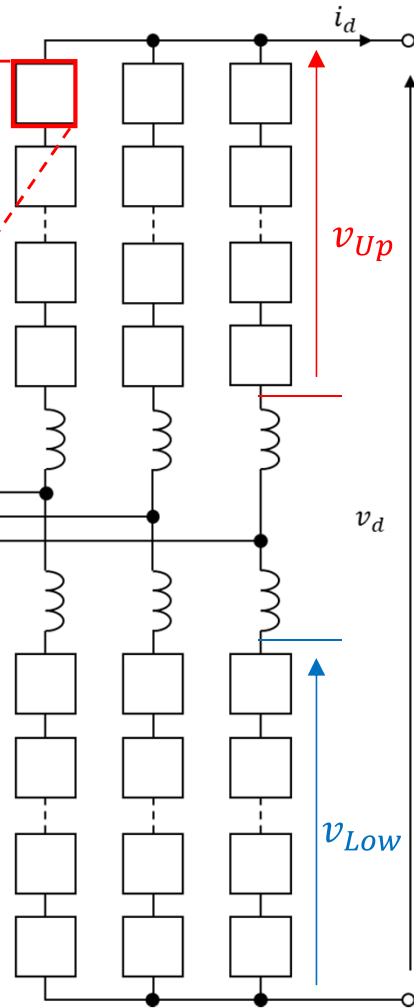
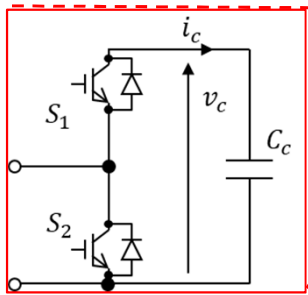
MMC: Modular Multi-Level Converter

- MMCの特徴と利点
 - 多数のセルを直列
 - 高耐圧化が容易
 - 高調波を大幅に低減
 - =>フィルタ設備が原則不要
 - チョップセルで損失低減
- MMCの課題
 - チョップセルの電圧維持
 - 適切な循環電流の発生
 - セルのON/OFF順をソーティング



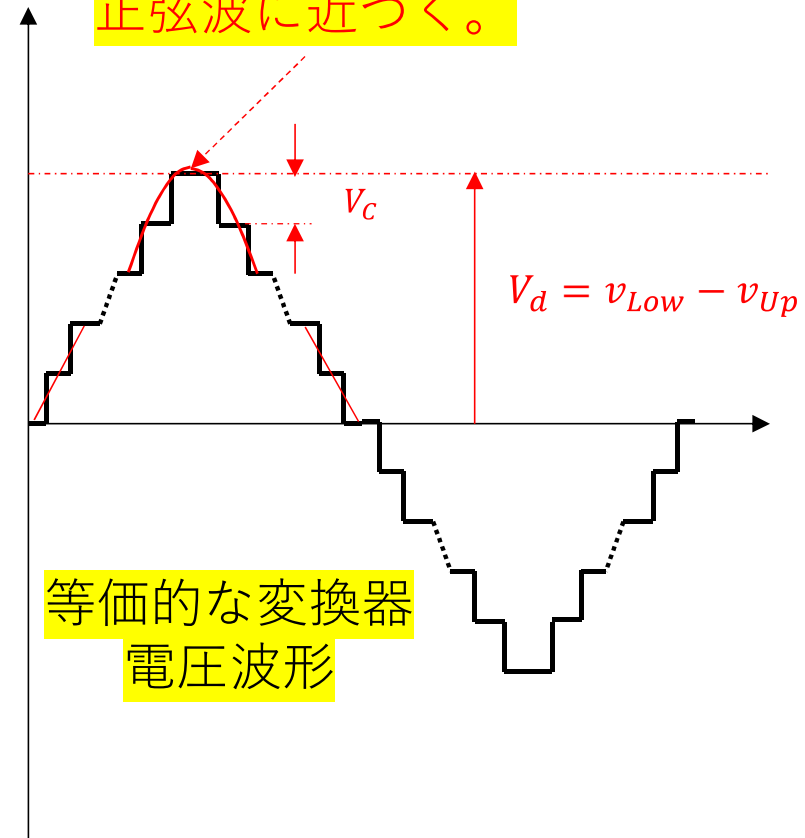
MMC: Modular Multi-Level Converter

チョップセル



多数のセル
を直列；
100程度
まで実用

多レベル化で高調波を抑制
正弦波に近づく。

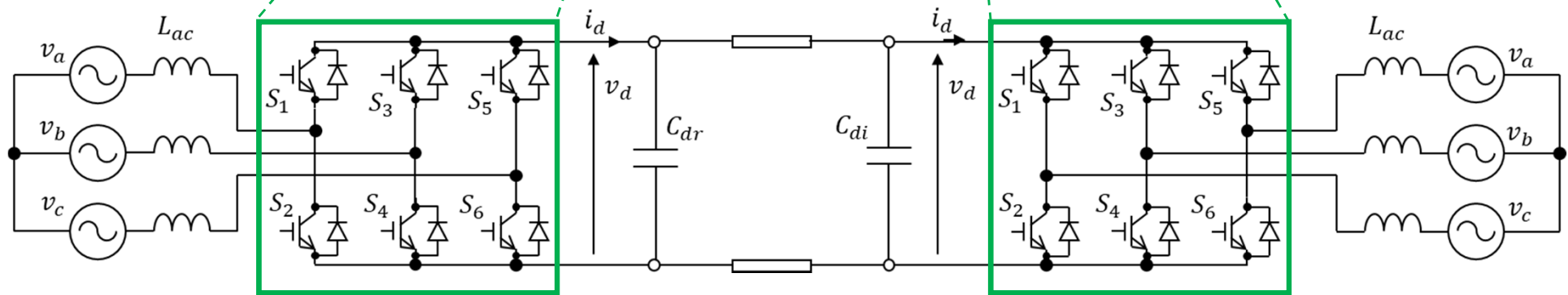
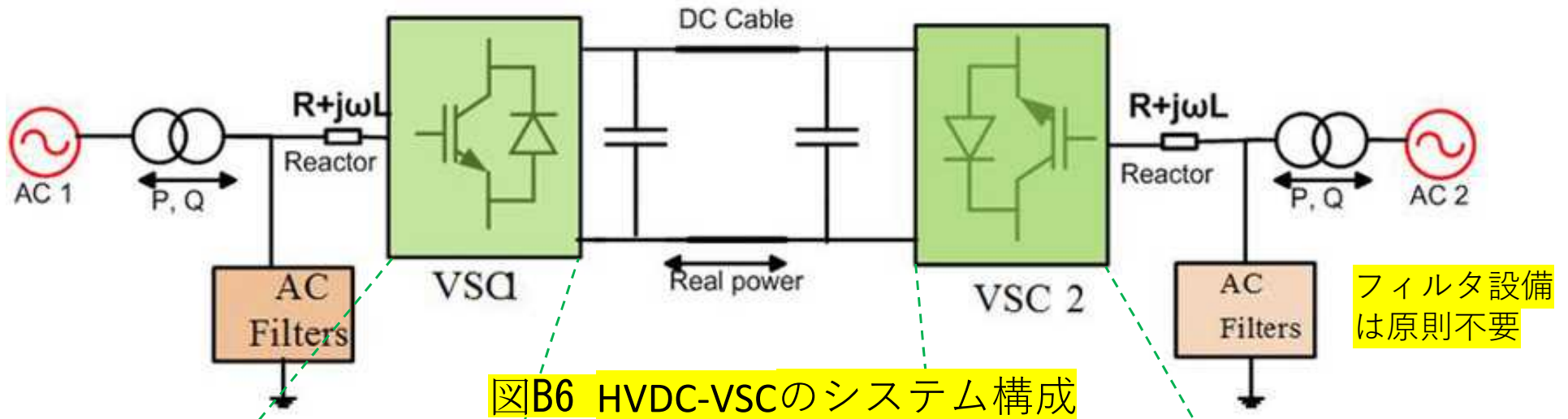


図B8 HVDC-MMCの等価出力電圧

高電圧化が容易： 他励式に比べ直列数が多い： => 故障確率は高い

HVDC-VSC

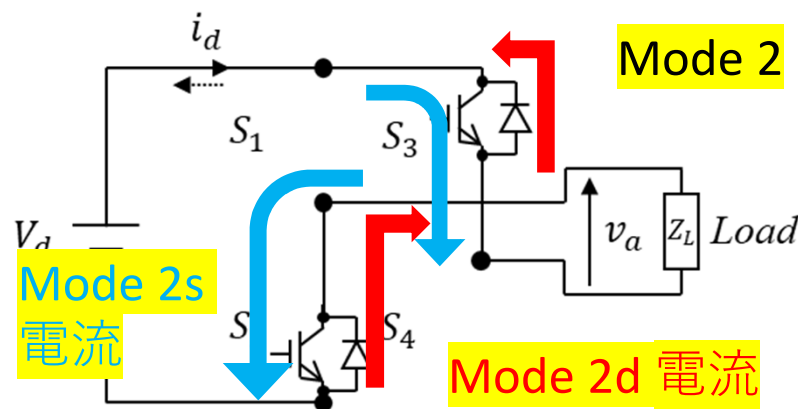
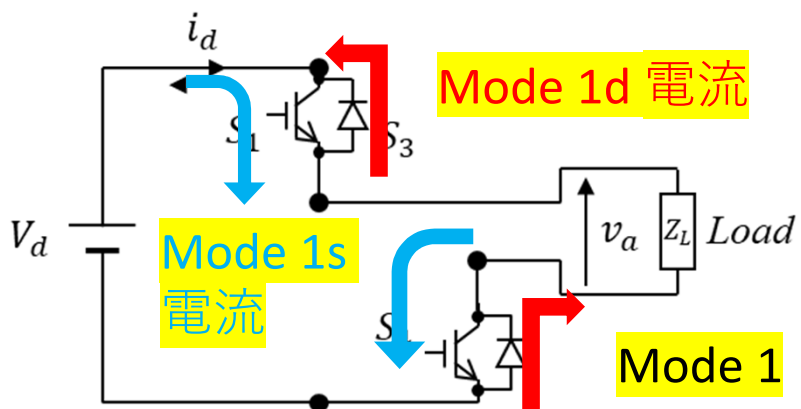
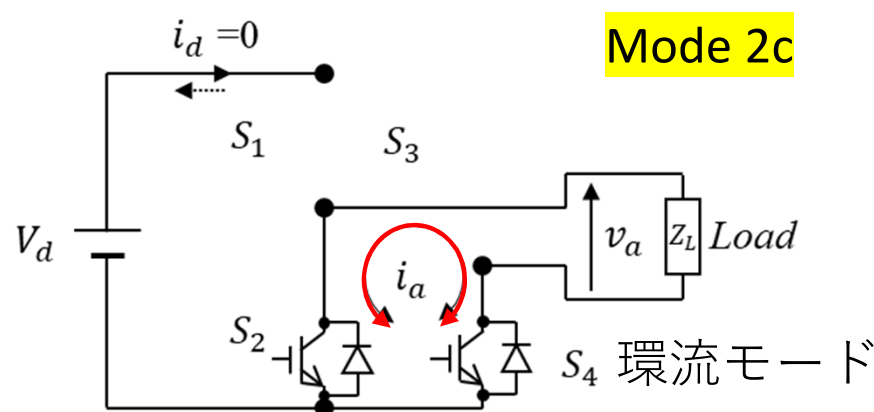
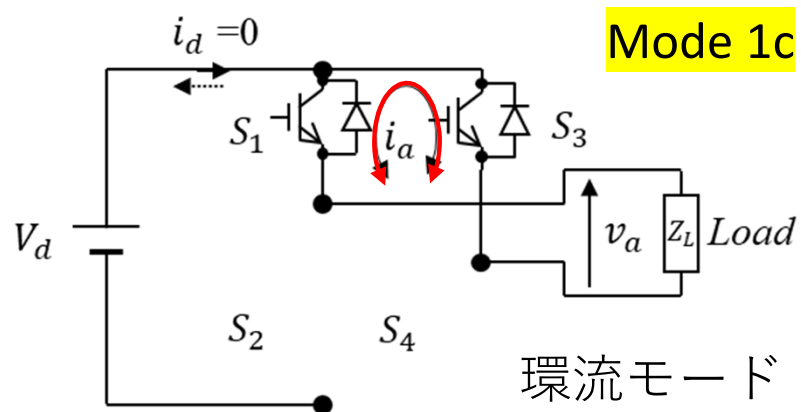
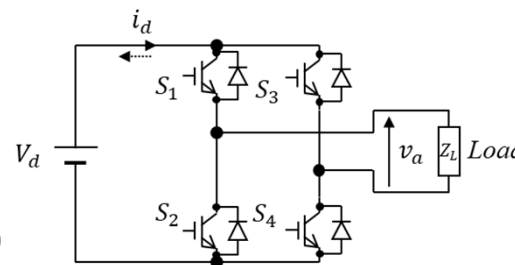
自励式変換器の特性



本講義ではMMCではなく、**6パルスブリッジによるシミュレーション**結果で特性を示す。電力変換特性は同等である。

インバータ回路 (単相)

- 方形波 (パルス幅可変)

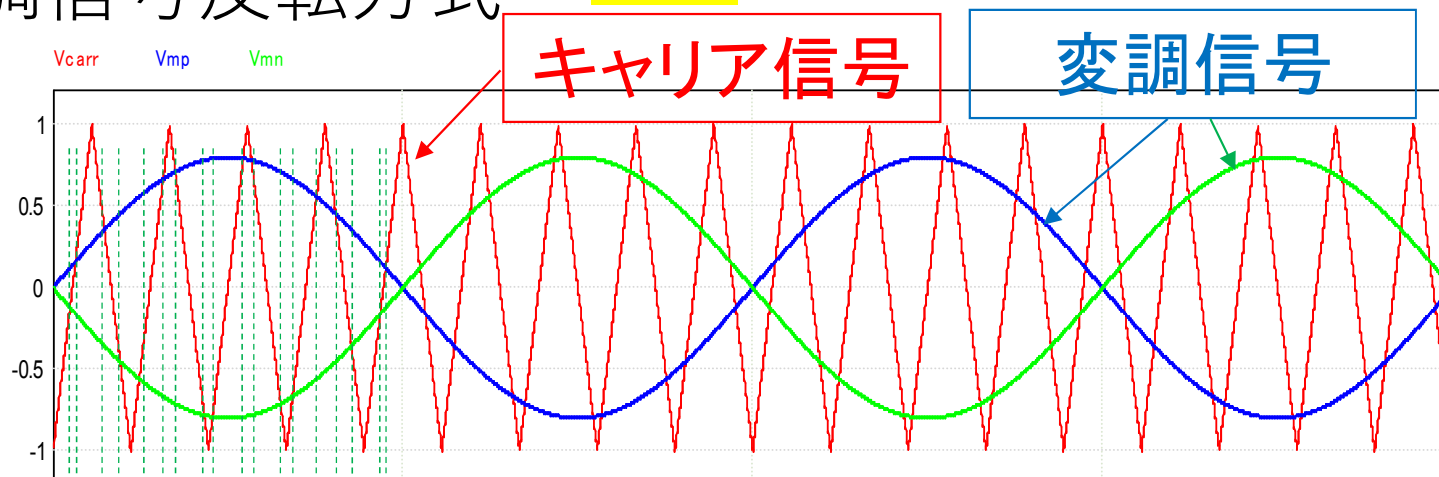


単相インバータ 変調回路

インバータ回路（単相）

- パルス幅変調制御 = 正弦波に近い電流を発生
- 変調信号反転方式 450 Hz 50 Hz

キャリア信号
と変調信号



交流電圧と
交流電流

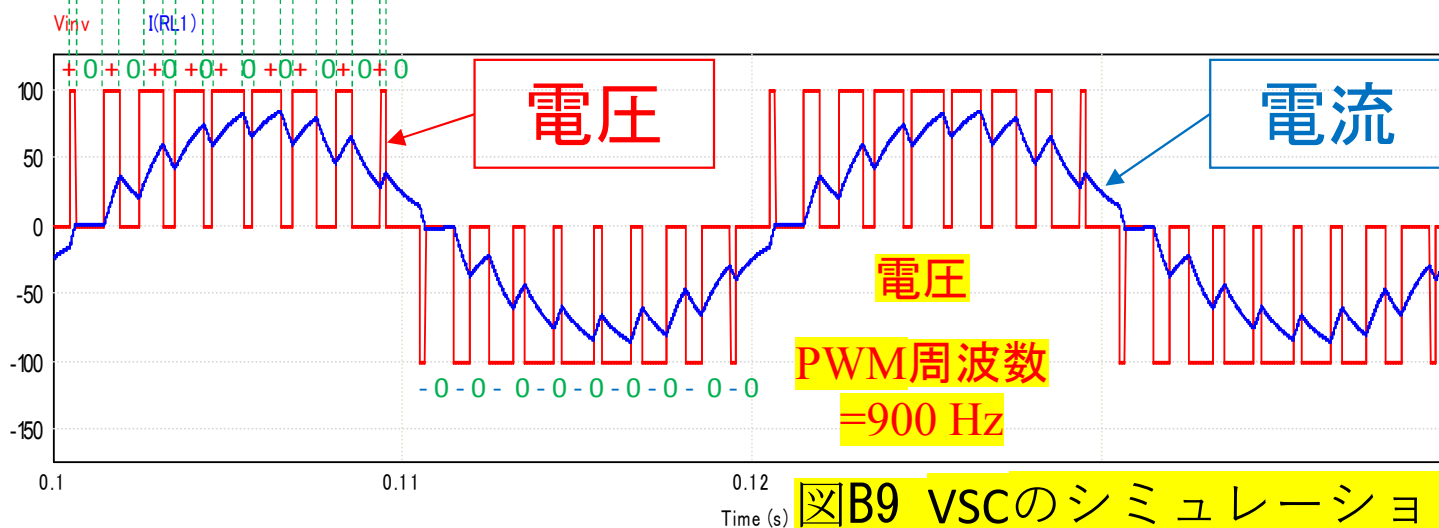
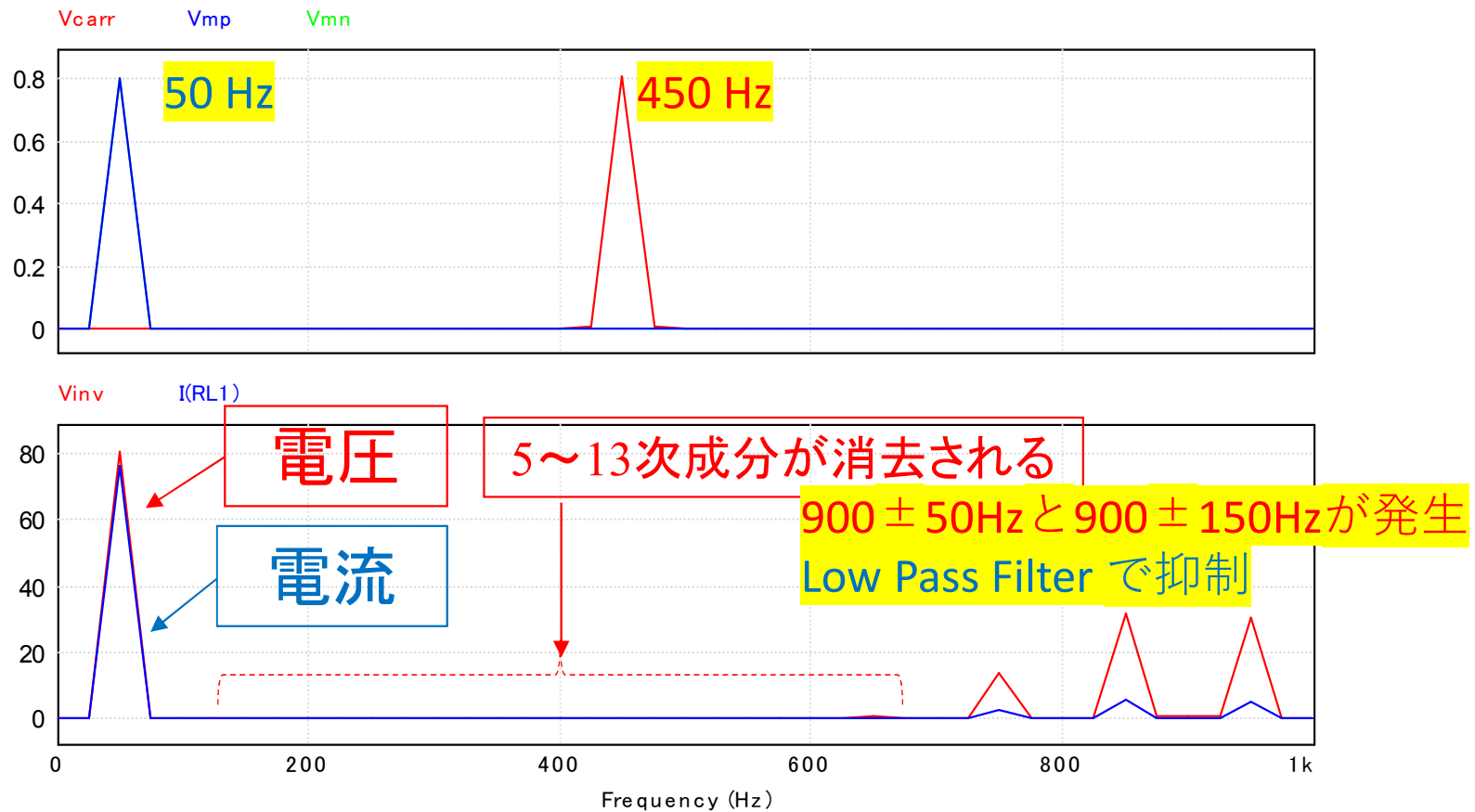


図43 単相インバータのシミュレーション波形

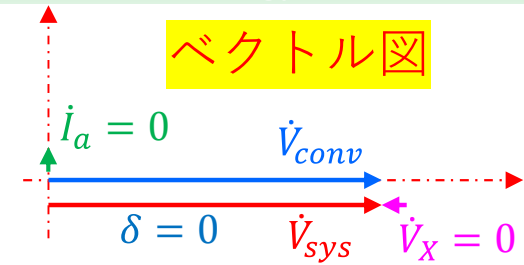
インバータ回路（単相）

- パルス幅変調制御 = 正弦波に近い電流を発生
- 変調信号反転方式



図B10 VSCのシミュレーション波形のFFT結果

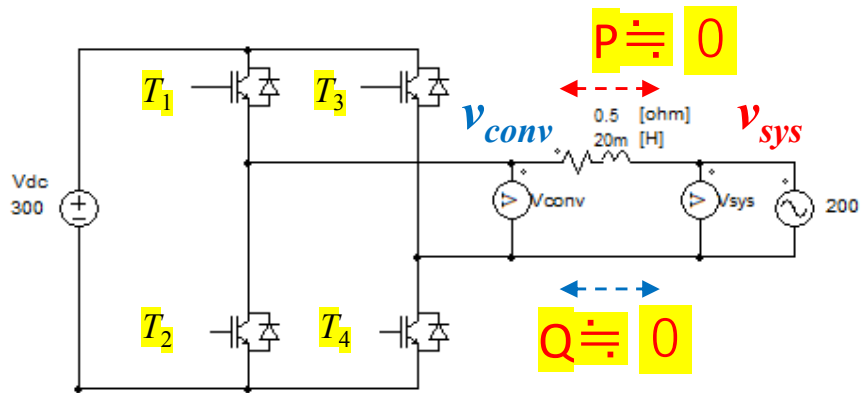
単相IGBTブリッジ



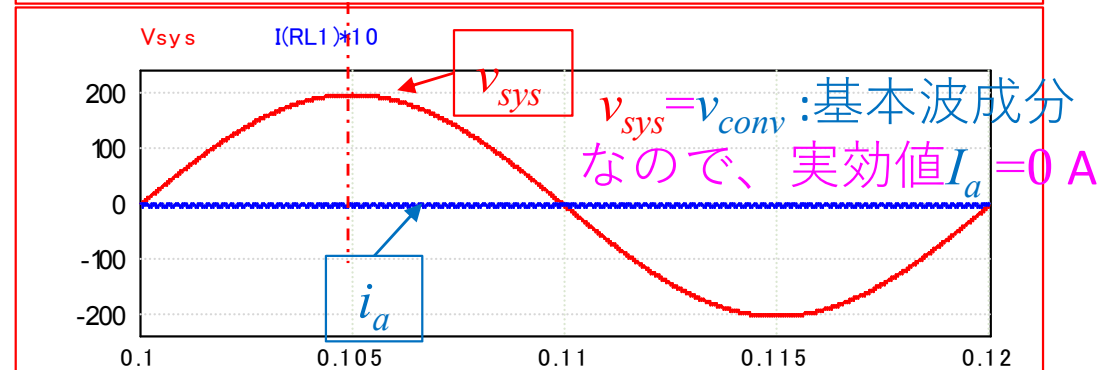
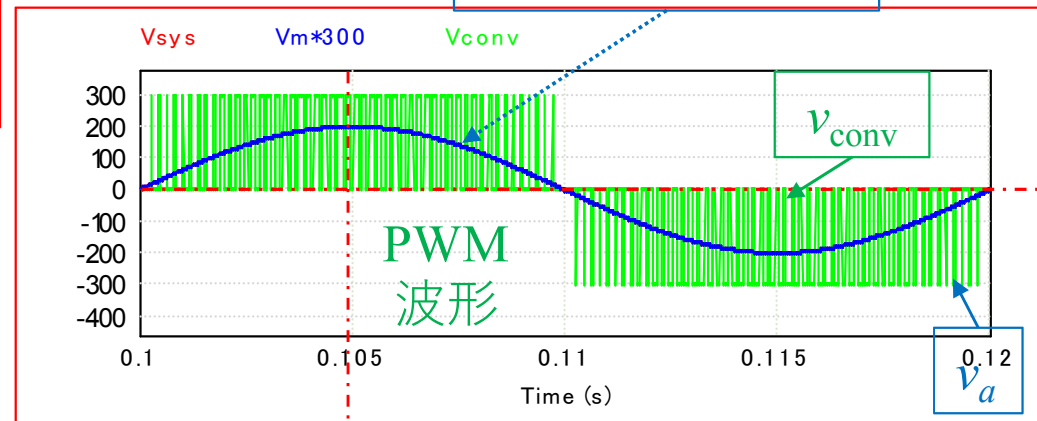
- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
 - IGBT Sinusoidal PWM converter
 - $v_{sys} = v_{conv}$: 基本波成分なので、実効値 $I_a = 0$ A
 - $P_{conv} = 0.1$ W
 - $Q_{conv} = 1$ Var
- } P, Qどちらも
ほぼ 0

v_{sys} と v_{conv} の
位相差はゼロ
振幅は同じ

v_{conv} : 基本波成分

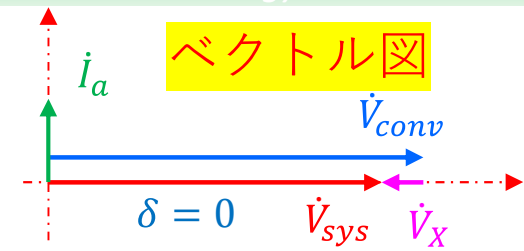


単相全波IGBT変換器
 (系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



図B11 VSCのシミュレーション波形

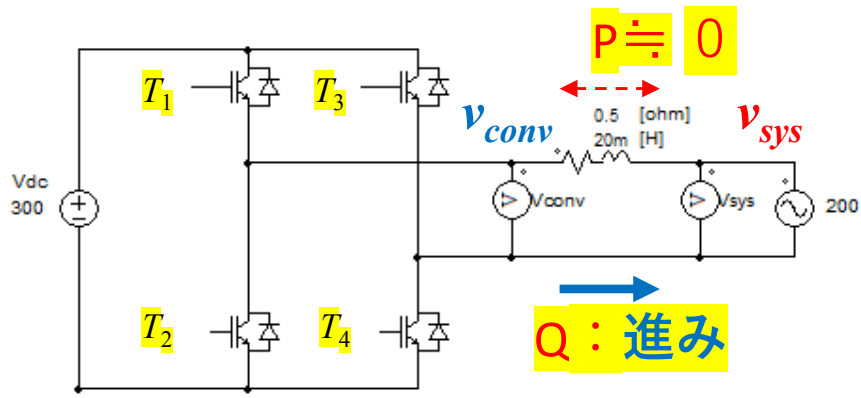
単相IGBTブリッジ



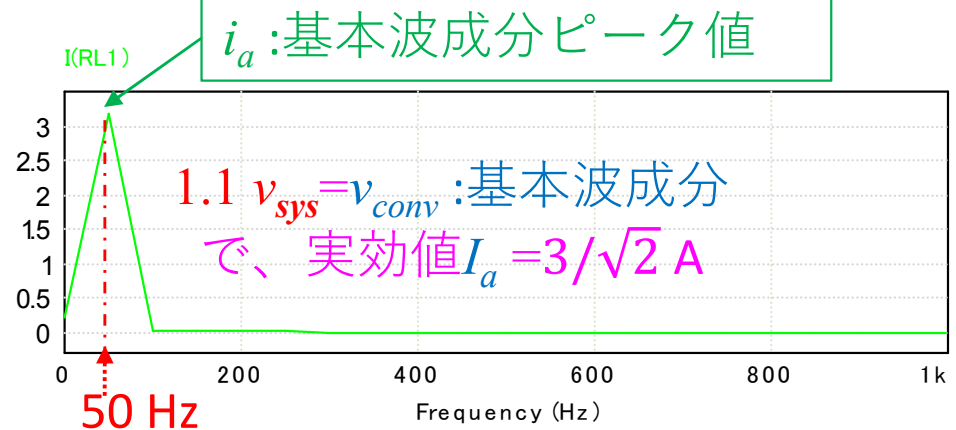
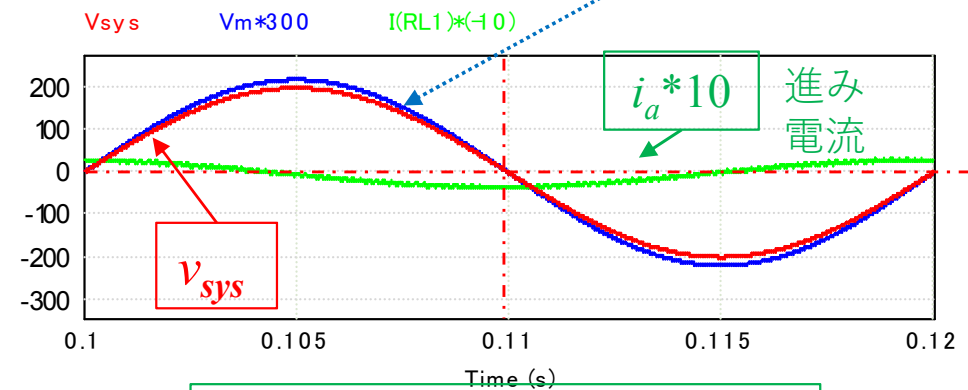
- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
- IGBT Sinusoidal PWM converter
- $1.1 v_{sys} = v_{conv}$: 基本波成分なので、実効値 $I_a = 3/\sqrt{2} A$
- $P_{conv} = 25 W$
- $Q_{conv} = -320 Var$

Pは、ほぼ 0
Qは、進み

v_{conv} : 基本波成分

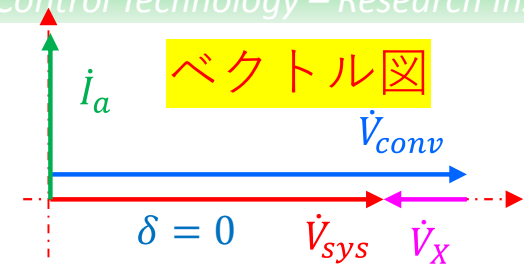


単相全波IGBT変換器
(系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



図B12 VSCのシミュレーション波形とFFT結果

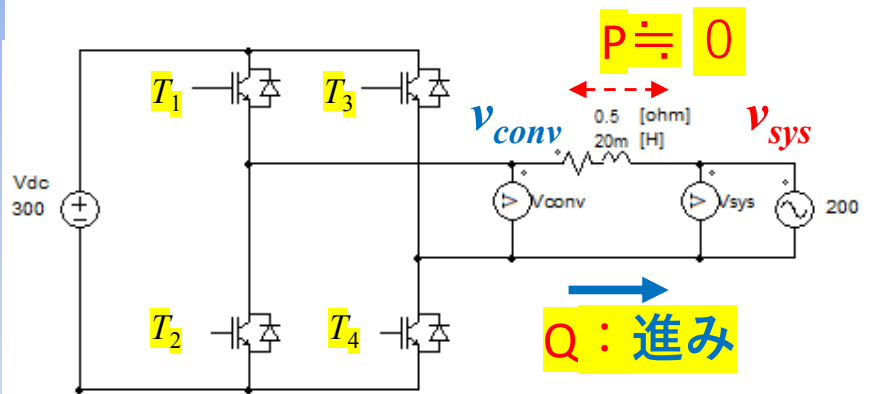
単相IGBTブリッジ



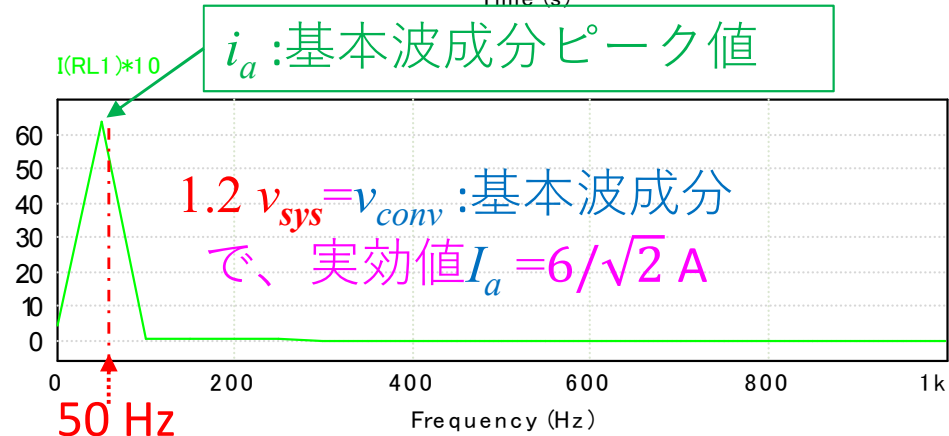
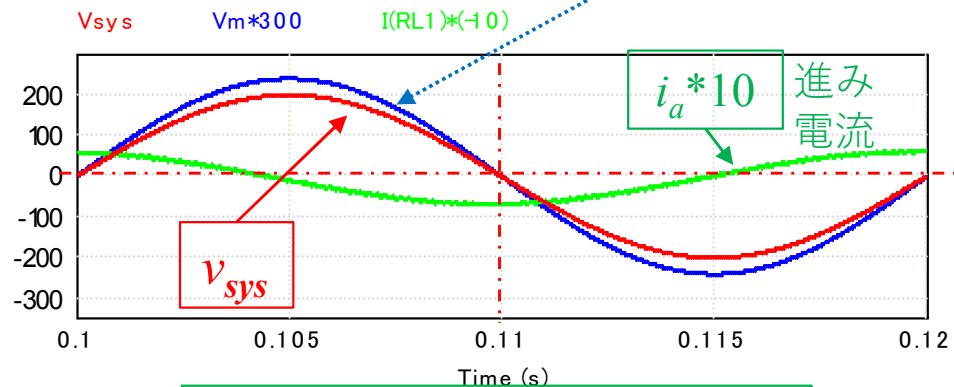
- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
- IGBT Sinusoidal PWM converter
- $1.2v_{sys}=v_{conv}$:基本波成分で、実効値 $I_a=6/\sqrt{2}$ A
- $P_{conv}=50$ W
- $Q_{conv}=-630$ Var

Pは、小さい
Qは、進み

v_{sys} と v_{conv} の
位相差はゼロ
 v_{conv} :基本波成分

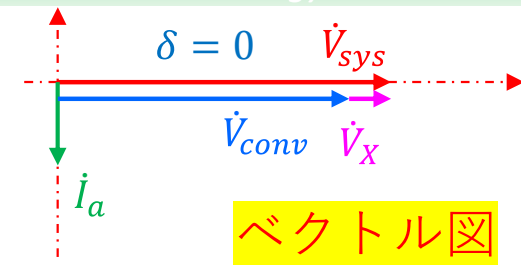


単相全波IGBT変換器
(系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



図B13 VSCのシミュレーション波形とFFT結果

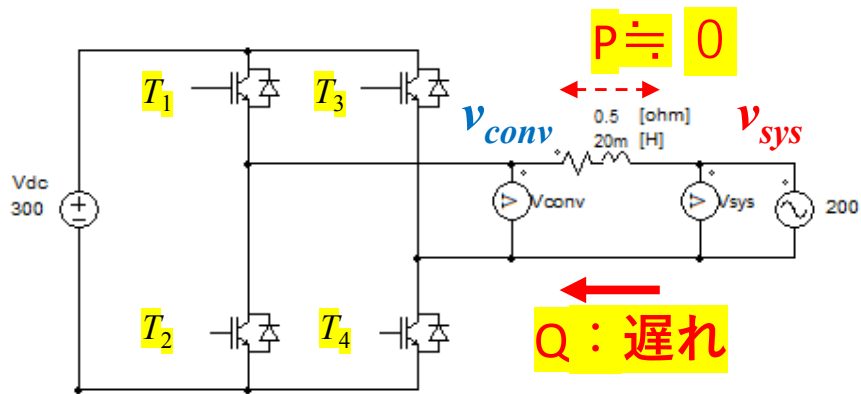
単相IGBTブリッジ



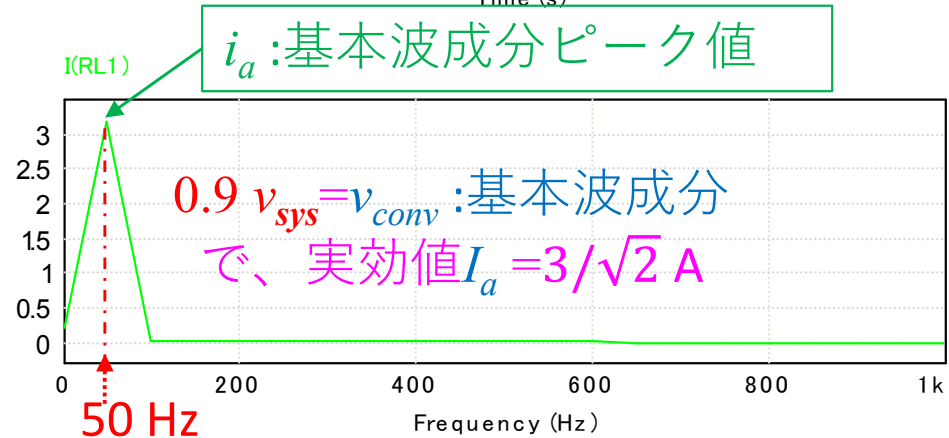
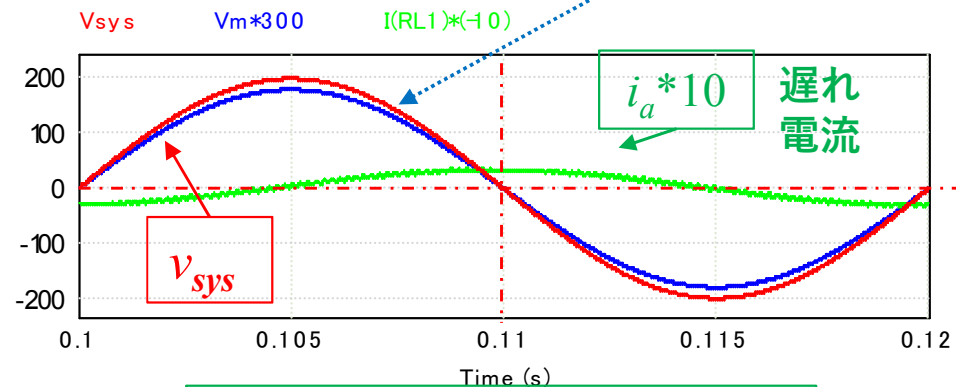
- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
- IGBT Sinusoidal PWM converter
- $0.9v_{sys} = v_{conv}$: 基本波成分で、実効値 $I_a = 3/\sqrt{2}$ A
- $P_{conv} = -15$ W
- $Q_{conv} = +320$ Var

Pは、ほぼ 0
 Qは、遅れ

v_{sys} と v_{conv} の
 位相差はゼロ
 v_{conv} : 基本波成分

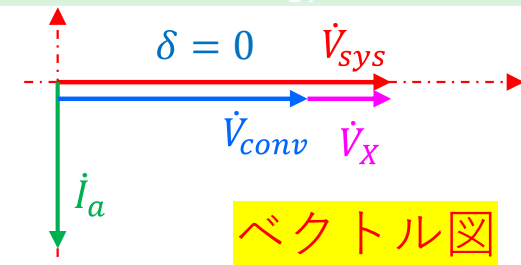


単相全波IGBT変換器
 (系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



図B15 VSCのシミュレーション波形とFFT結果

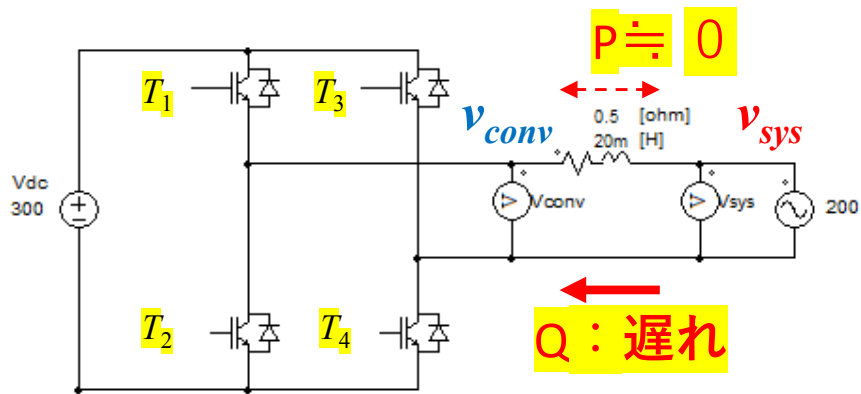
単相IGBTブリッジ



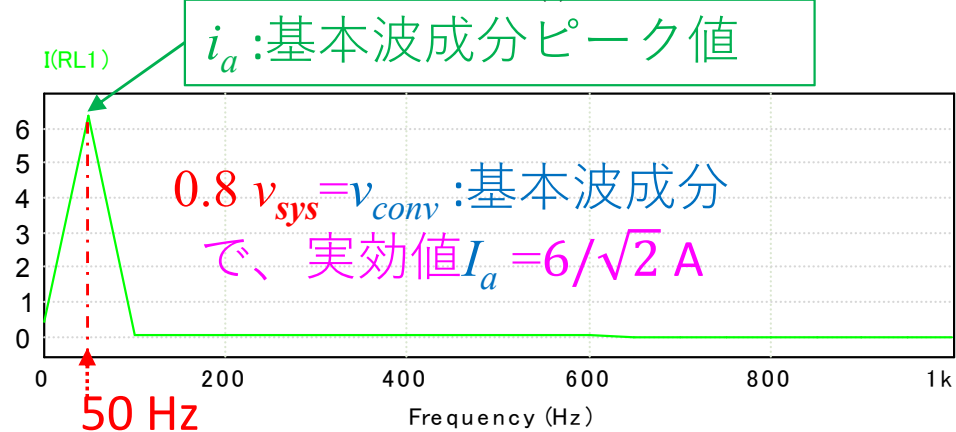
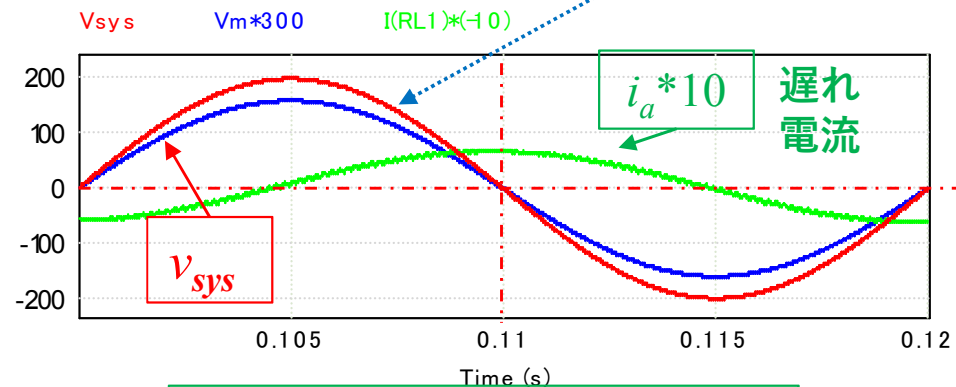
- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
- IGBT Sinusoidal PWM converter
- $0.8v_{sys} = v_{conv}$: 基本波成分で、実効値 $I_a = 6/\sqrt{2} A$
- $P_{conv} = -50 W$
- $Q_{conv} = +630 Var$

Pは、小さい
Qは、遅れ

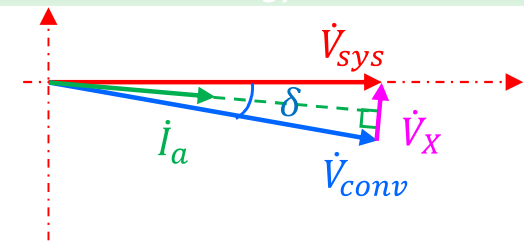
v_{sys} と v_{conv} の
位相差はゼロ
 v_{conv} : 基本波成分



単相全波IGBT変換器
(系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



単相IGBTブリッジ

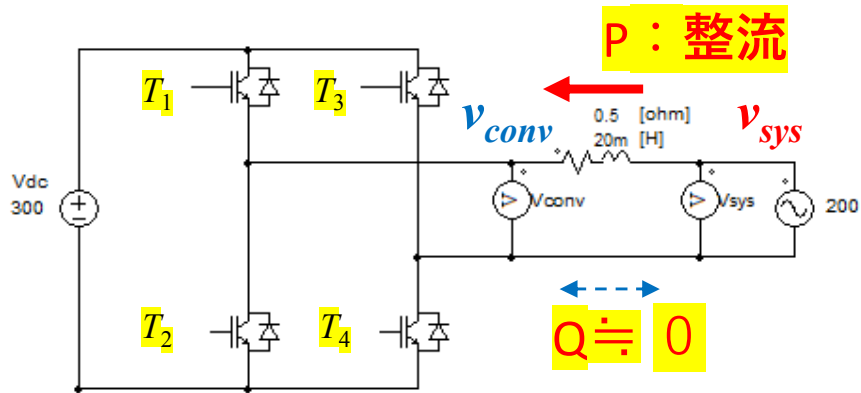


ベクトル図

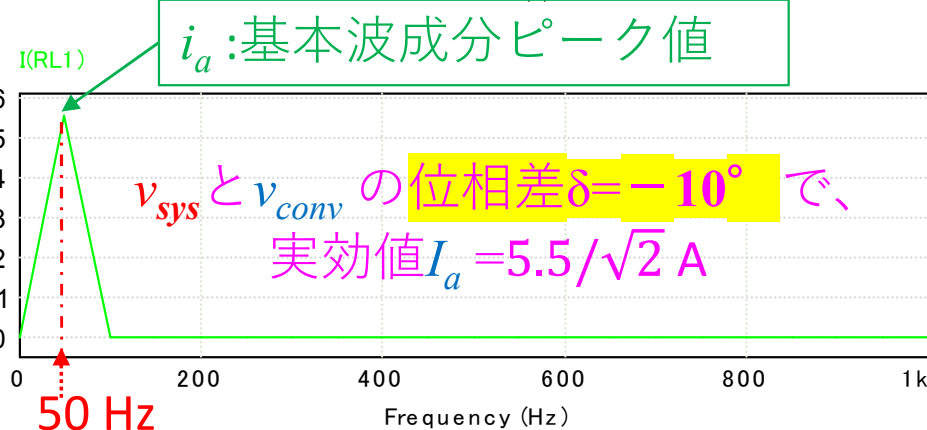
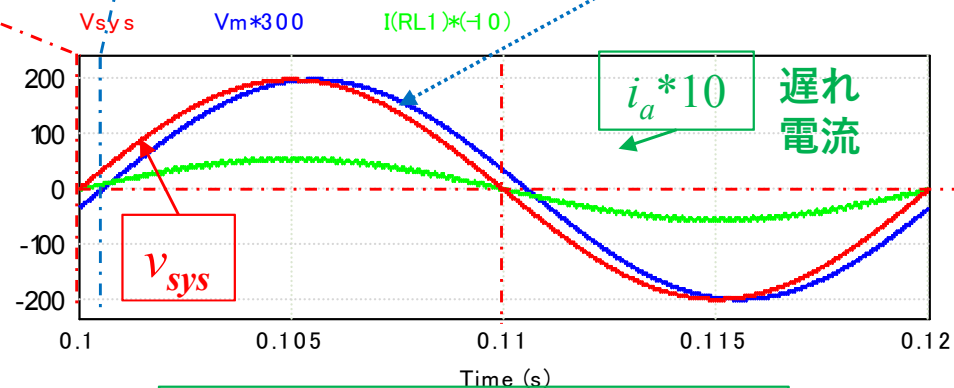
- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
- IGBT Sinusoidal PWM converter
- v_{sys} と v_{conv} : 基本波成分の位相差 $\delta = -10^\circ$ で、
- 実効値 $I_a = 5.5/\sqrt{2}$ A
- $P_{conv} = -550$ W
- $Q_{conv} = +3$ Var

Pは、整流器
Qは、ほぼ 0

v_{sys} と v_{conv} の
振幅は同じ
 v_{conv} : 基本波成分

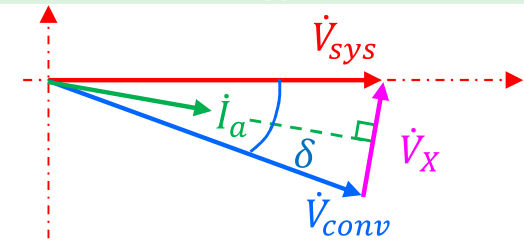


単相全波IGBT変換器
(系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



図B17 VSCのシミュレーション波形とFFT結果

単相IGBTブリッジ



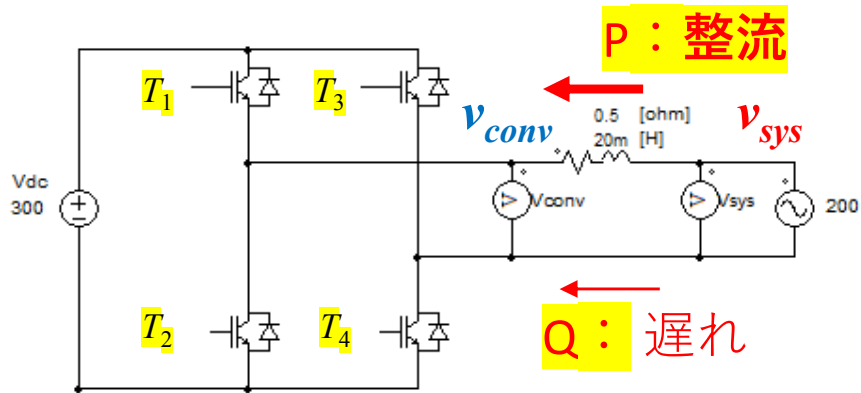
ベクトル図

- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
- IGBT Sinusoidal PWM converter
- v_{sys} と v_{conv} : 基本波成分の位相差 $\delta = -20^\circ$ で、
- 実効値 $I_a = 11/\sqrt{2}$ A
- $P_{conv} = -1100$ W
- $Q_{conv} = +105$ Var

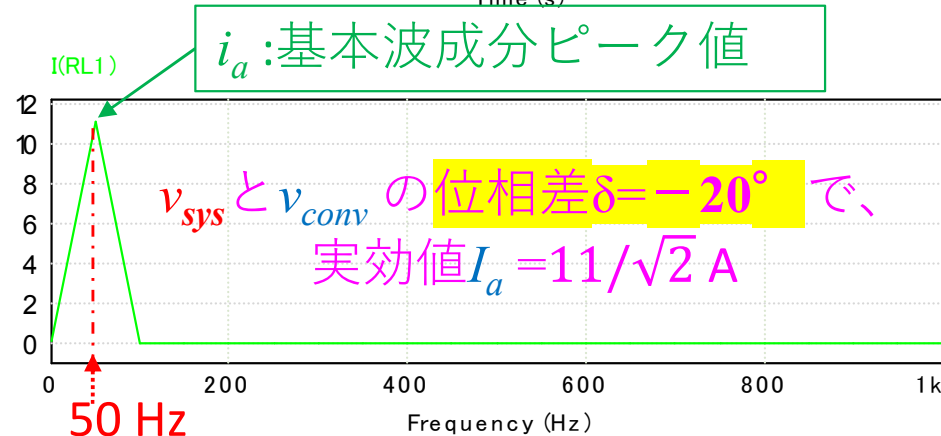
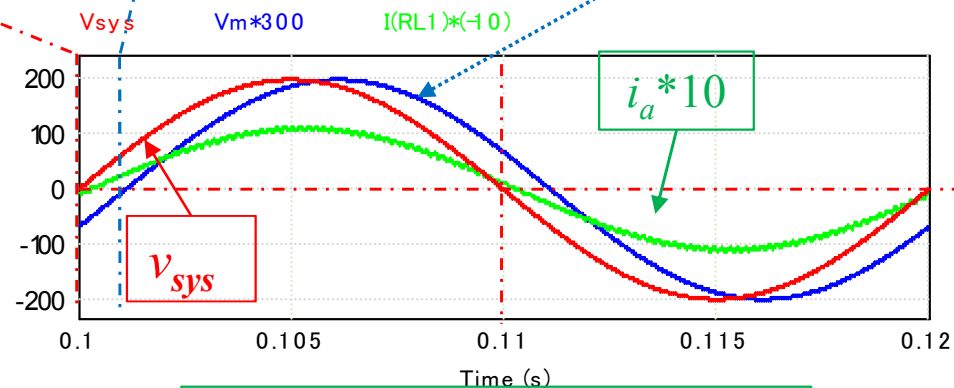
v_{sys} と v_{conv} の
振幅は同じ

v_{conv} : 基本波成分

Pは、整流器
Qは、遅れ

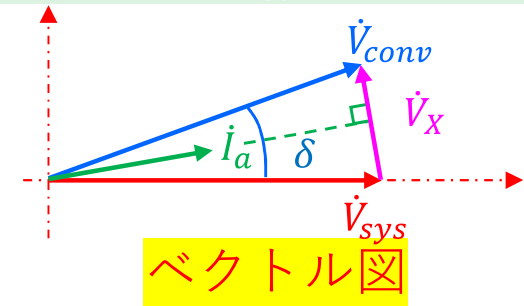


単相全波IGBT変換器
(系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



図B18 VSCのシミュレーション波形とFFT結果

単相IGBTブリッジ

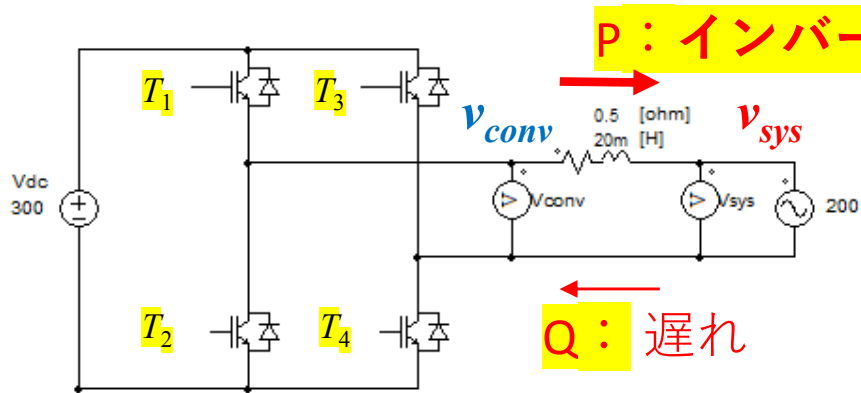


- 1ph-PwrCon-SinPWM.psimsch
- IGBT Sinusoidal PWM converter
- v_{sys} と v_{conv} : 基本波成分の位相差 $\delta = +20^\circ$ で、
- 実効値 $I_a = 11/\sqrt{2}$ A
- $P_{conv} = 1100$ W
- $Q_{conv} = +105$ Var

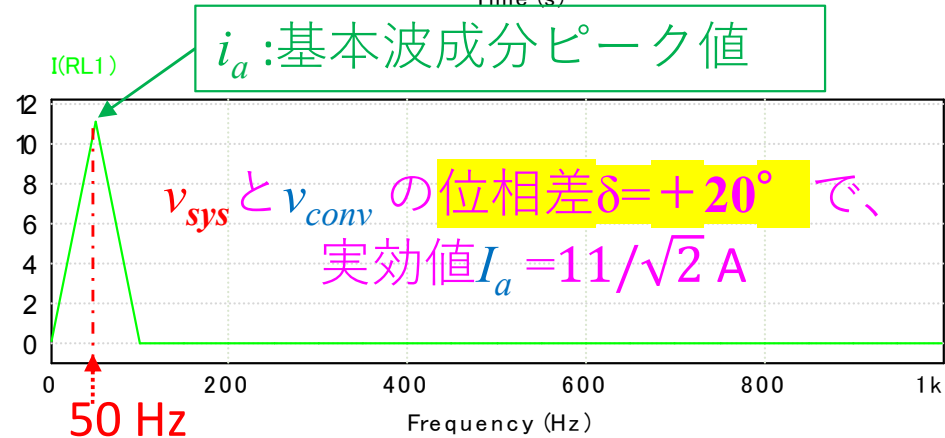
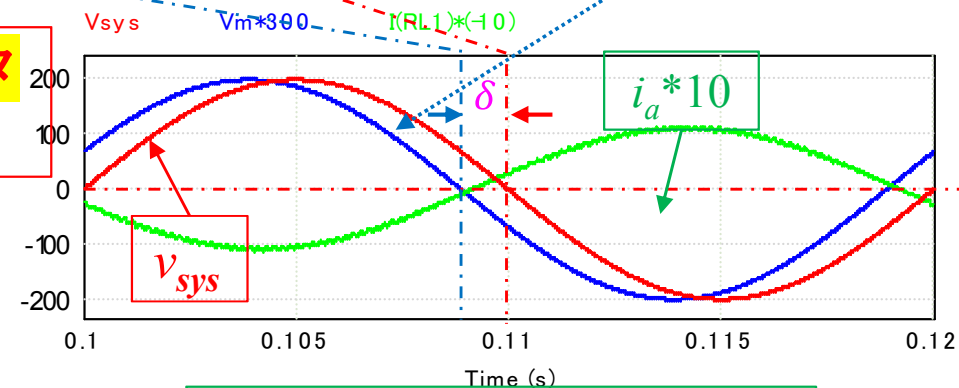
v_{sys} と v_{conv} の
振幅は同じ

v_{conv} : 基本波成分

Pは、インバータ
Qは、遅れ



単相全波IGBT変換器
(系統側電源とはインダクタンス L_{ac} と抵抗 R_{ac} を介して接続)



VSCの 電力円線図

- 皮相電力 S

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

V_{sys} : 一定

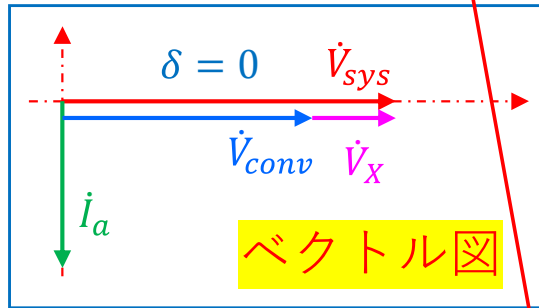
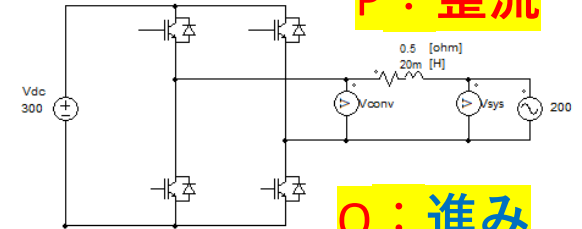
$$P_{max} = \frac{V_{sys} V_{conv}}{X}$$

P : インバータ

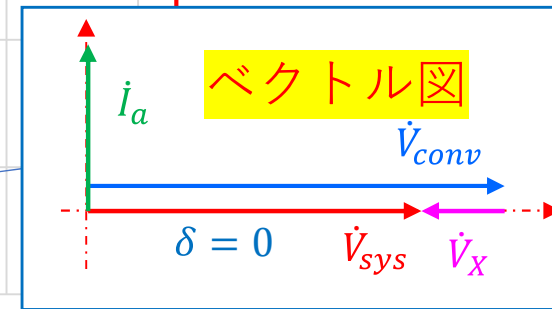
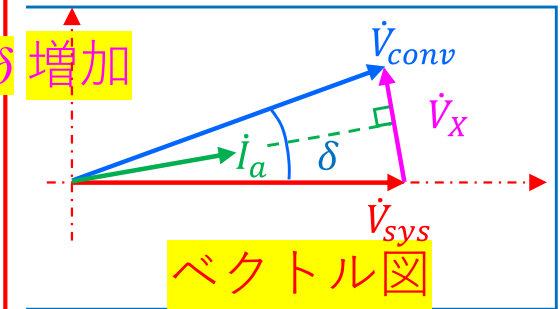
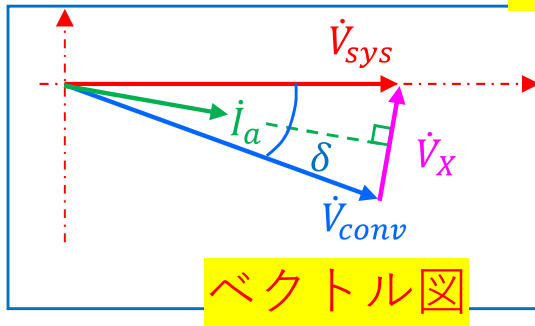
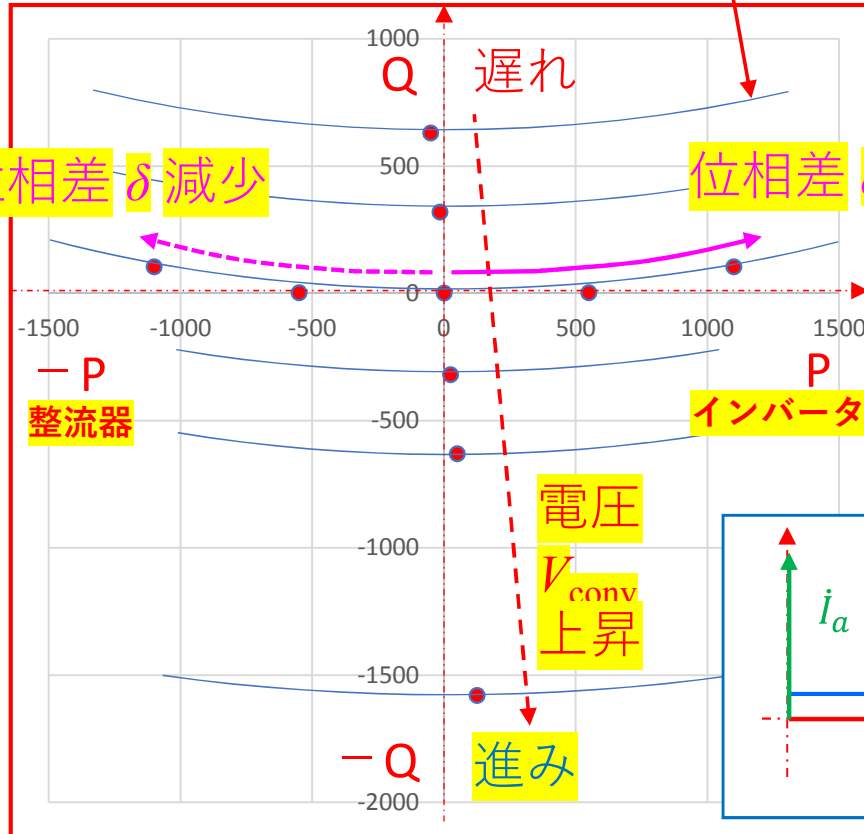
P : 整流

Q : 進み

Q : 遅れ



P-Q diagram



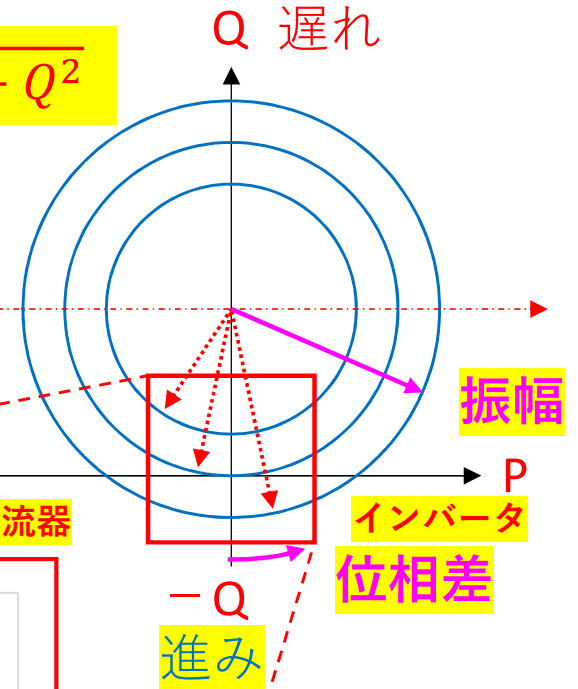
図B21 VSCのシミュレーション結果のP,Q

● シミュレーション結果

VSCの電力円線図

- 有効電力P
- 無効電力Q
- 皮相電力S

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

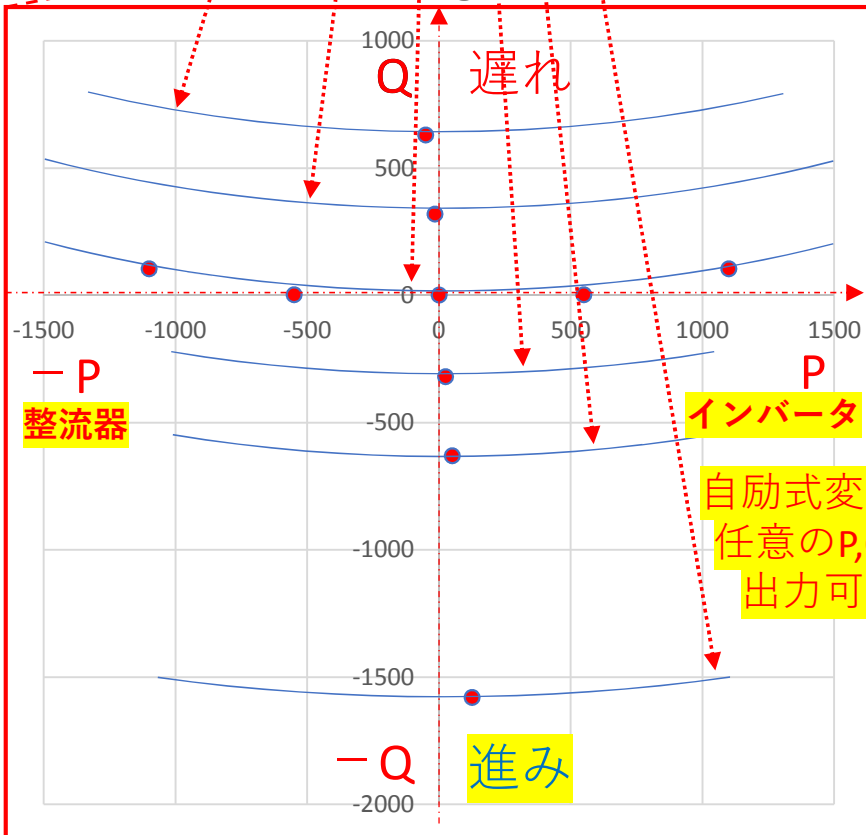


P : インバータ

P : 整流

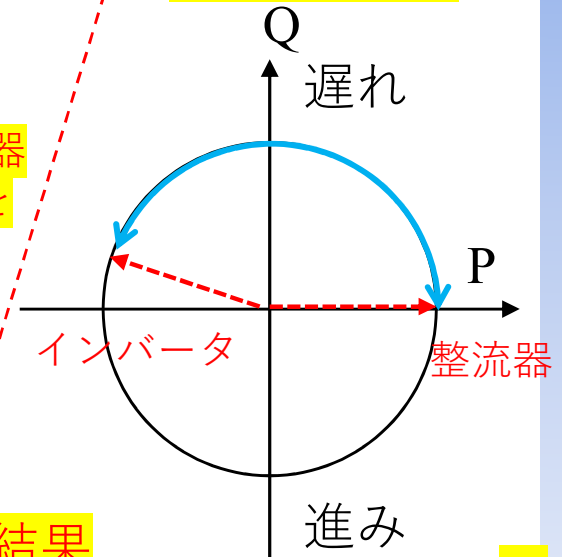
Q : 進み

Q : 遅れ



他励式変換器
定電流運転特性

自励式変換器
任意のP,Qを
出力可能



図B22 VSCのシミュレーション結果のP,Q円線図

● シミュレーション結果

自励式変換器の電力円線図

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

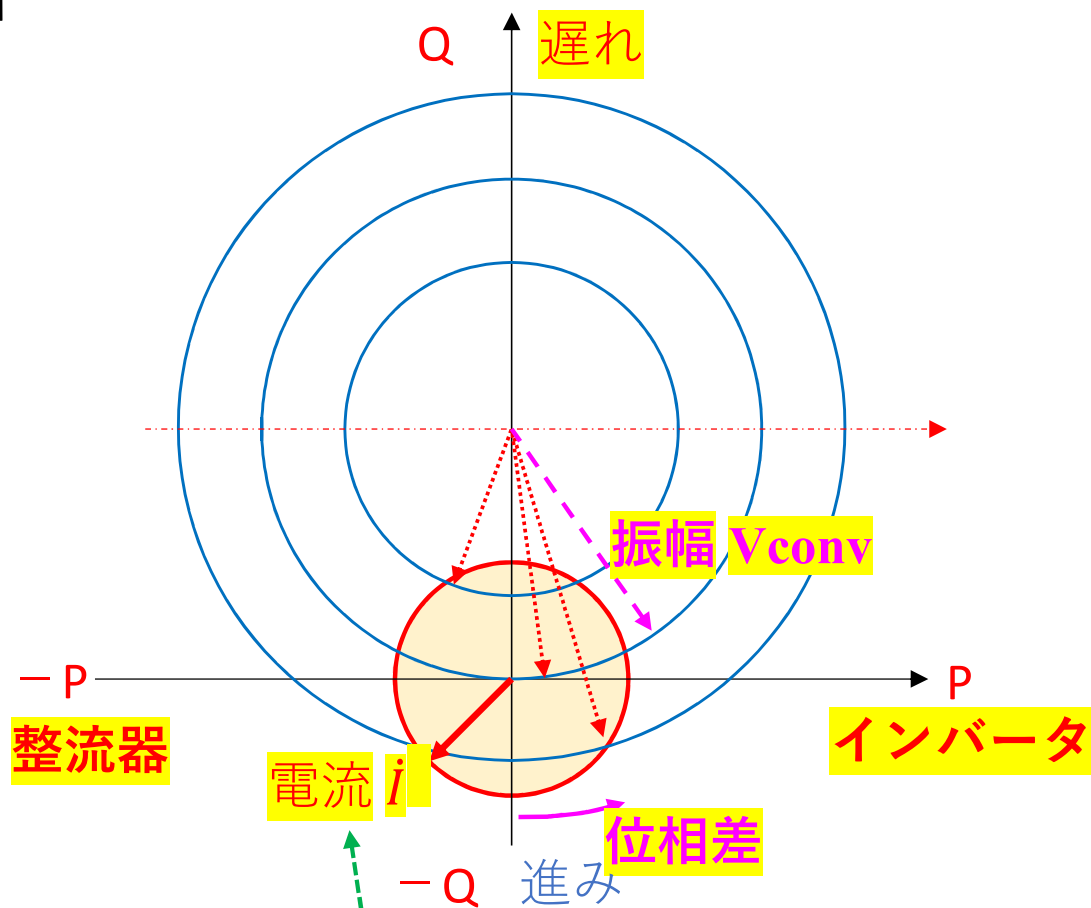
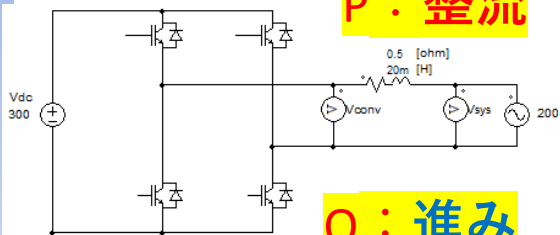
- 有効電力P
- 無効電力Q
- 皮相電力S

P: インバータ

P: 整流

Q: 進み

Q: 遅れ



電流制限の範囲内で任意のP,Qを出力可能

限界を知ることが重要

図B23 VSCのP,Q円線図

自励式変換器 電圧形変換器のその他の特性

- **デッドタイム**が必要：上下スイッチの短絡防止
 - 波形歪みが発生（非理論高調波の発生）
 - **今回は詳細は省略**
- PWM周波数を高めると**スイッチング損失**増大
 - 高調波抑制には有利だが、効率は悪化する
 - 高電圧化にはマルチレベル化が有利となる:**MMC**
- マルチレベル化の問題点
 - **ゲート信号**の絶縁（サイリスタの直列も同様）
 - **MMC**の動作は複雑:**今回は詳細は省略**
 - 過去に制御系の不安定とみられる**事故が発生**した

自励式変換器の特徴

- 自励式 = IGBT-MMC
 - 単パルスで **スイッチング損失を最小化**
- 交流側発生電圧の基本波成分を制御
- = 連系リアクトル L_{ac} の電流を制御
 - 定格電流の **範囲内で任意の P, Q** を発生可能
 - 交流系統側に **電源が無い場合でも運転可能** であり、電力供給可能
 - => 他励式では交流系統側に電源が無い場合、運転不能

自励式変換器の特徴

- 原理的には同期機と同等の特性を持つ

- 電力の方程式は同じ

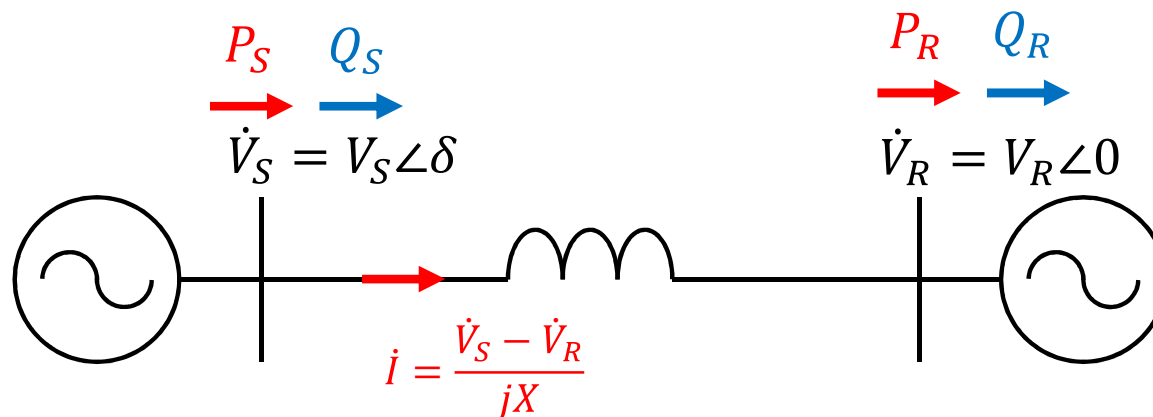
- $P_S = P_R = \frac{V_S V_R}{X} \sin \delta$

- $Q_S = \frac{V_S^2}{X} - \frac{V_S V_R}{X} \cos \delta$

- $Q_R = \frac{V_R^2}{X} - \frac{V_S V_R}{X} \cos \delta$

VSM (Virtual Synchronous Machine)
仮想同期機

という制御方式の研究が、現在、
活発になっている



他励式と自励式の比較

限界を知ることが重要

- 他励式 = サイリスタ変換器
 - 自励式より、高効率で安価
 - 高調波抑制にフィルタが必要で高コスト・大面積
 - 定電流運転でPQが一つの電力円上に制約される
 - 系統電圧低下で遅れQが大きくなり運転不安定になる可能性がある
- 自励式 = IGBT-MMC変換器
 - 他励式より、低効率で高価
 - 高調波抑制にフィルタは高周波成分用のみ
 - 定電圧運転で定格電流の範囲内で任意のPQ発生可
 - 系統電圧低下で進みQが大きくなり電圧維持

本日の講義は以上です

- ご清聴、ありがとうございました。