

0001

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：基礎

電機子抵抗を無視した三相同期発電機を単位法で考える。端子電圧 $V=1.0$ p.u.、電機子電流 $I=0.80$ p.u.、力率1、同期リアクタンス $X_s=1.20$ p.u.で発電している。内部誘導起電力 E の大きさとして最も近いものはどれか。

ア：約1.39 p.u.。 $E=V+jX_sI$ として $|1+j0.96|$ を求める。

イ：約1.96 p.u.。 V と X_sI の大きさを同相として単純加算する。

ウ：約0.28 p.u.。 V から X_sI の大きさを実数として差し引く。

エ：約1.00 p.u.。力率1なら同期リアクタンスによる電圧降下は生じないとみなす。

答え・解説

正答：ア

ア： $|E|=\sqrt{1^2+0.96^2}$ =約1.39 p.u.である。

イ： V と jX_sI は直交するため単純加算できない。

ウ：リアクタンス降下は電流に90°進んだ方向であり実数差ではない。

エ：力率1でもリアクタンス降下は存在する。

総合解説：円筒形同期発電機で電機子抵抗を無視すると $E=V+jX_sI$ である。二次試験では大きさだけでなく位相関係をフェーザとして扱う。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0002

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：基礎

円筒形同期機を電動機として有効電力を受電しているとき、電機子抵抗を無視した定常状態の端子電圧 V と内部誘導起電力 E の位相関係として最も適切なものはどれか。

ア： E は V より常に90°進む。

イ： E は V より負荷角 δ だけ遅れる。

ウ： E と V は有効電力にかかわらず必ず同相である。

エ： E は V より負荷角 δ だけ進み、発電機と同じ関係になる。

答え・解説

正答：イ

ア：90°固定ではなく運転点に応じた負荷角で決まる。

イ：同期電動機では一般に内部起電力 E が端子電圧 V に対して遅れる。

ウ：有効電力を授受するには負荷角が必要である。

エ：発電機では E が V に対して進む関係になるため逆である。

総合解説：同期機の電力方向は負荷角の符号と対応する。発電機と電動機でフェーザ関係を取り違えないことが重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0003

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：基礎

一定の機械負荷を負う同期電動機で界磁電流を増加させ、過励磁側へ移行させた。一般的な端子電流の変化として最も適切なものはどれか。

ア：界磁電流を増すほど電機子電流は必ず単調に減少し続ける。

イ：過励磁にすると必ず遅れ力率が大きくなる。

ウ：ある励磁点で電機子電流が最小となり、それより過励磁側では進み無効電力を供給する方向になる。

エ：界磁電流は有効電力だけを変え、無効電力には影響しない。

答え・解説

正答：ウ

ア：最小点を越えると無効電流成分が増えて電機子電流は再び増える。

イ：過励磁側は一般に進み力率である。

ウ：同期電動機のV曲線では電機子電流に最小点があり、過励磁側では進み力率となる。

エ：励磁は主として無効電力・力率に強く影響する。

総合解説：同期電動機は励磁調整により力率を制御できる。V曲線と逆V曲線の関係は二次試験の代表的論点である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0004

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：標準

電機子抵抗を無視した同期電動機で、 $V=1 \angle 0^\circ$ p.u.、 $I=0.50 \angle -36.87^\circ$ p.u.、 $X_s=1.50$ p.u.である。電動機の関係 $E=V-jX_sI$ を用いたとき、 $|E|$ として最も近いものはどれか。

ア：約1.75 p.u.。V と X_sI の大きさだけを加える。

イ：約1.25 p.u.。 X_sI を実数成分としてのみ差し引く。

ウ：約0.250 p.u.。電流の力率角を無視して $E=V-X_sI$ とする。

エ：約0.814 p.u.。 $jX_sI=0.45+j0.60$ として $E=0.55-j0.60$ を求める。

答え・解説

正答：エ

ア：フェーザ量は単純な大きさ加算ではない。

イ：j演算による90°回転を無視している。

ウ： $1-0.75=0.25$ は位相を無視した誤計算である。

エ： $|E|=\sqrt{(0.55^2+0.60^2)}\approx 0.814$ p.u.である。

総合解説：同期電動機の等価回路ではフェーザの符号と電流位相が重要である。実数・虚数成分に分けて計算すると誤りを防ぎやすい。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0005

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：標準

三相同期発電機を同一界磁電流で試験したところ、無負荷相電圧が230 V、三相短絡時の電機子電流が100 Aであった。電機子抵抗を無視すると同期リアクタンス X_s はいくらか。

ア：約2.30 Ω 。同期インピーダンスを無負荷相電圧 / 短絡電流で求める。

イ：約0.435 Ω 。短絡電流を無負荷相電圧で割る。

ウ：約3.98 Ω 。無負荷相電圧を線間電圧へ $\sqrt{3}$ 倍してから同じ相電流で割る。

エ：約230 Ω 。電流をAからkAへ誤換算する。

答え・解説

正答：ア

ア：同一界磁電流に対応する相電圧と相電流から $Z_s \approx 230/100 = 2.30 \Omega$ である。

イ：これはアドミタンスに相当する値である。

ウ：問題で相電圧が与えられているため $\sqrt{3}$ 倍しない。

エ：100 Aをそのまま使えば2.30 Ω であり、単位換算は不要である。

総合解説：同期インピーダンス法では無負荷飽和曲線と三相短絡特性を対応させて同期インピーダンスを評価する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0006

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：標準

定格線間電圧6.6 kV、定格容量10 MVAの三相同期機で、1相当たりの同期リアクタンスが4.36 Ω である。定格値を基準とした同期リアクタンスの単位法値として最も近いものはどれか。

ア：約0.577 p.u.。線間電圧をさらに $\sqrt{3}$ で割った値を基準電圧とする。

イ：約1.00 p.u.。 $Z_{base} = V_{LL}^2 / S = \text{約} 4.36 \Omega$ を用いる。

ウ：約3.00 p.u.。三相なので4.36 Ω を3倍してから基準化する。

エ：約0.10 p.u.。容量を100 MVA基準と誤って扱う。

答え・解説

正答：イ

ア：三相基準量の式では線間電圧と三相容量をそのまま使える。

イ：三相系の基準インピーダンスは V_{LL}^2 / S で、約4.356 Ω なので $X \approx 1.00 \text{ p.u.}$ である。

ウ：1相のインピーダンスを三相だから3倍する必要はない。

エ：基準容量は問題で10 MVAと指定されている。

総合解説：単位法は二次試験で頻出であり、三相の基準インピーダンス $Z_{base} = V_{LL}^2 / S$ を確実に使えることが重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0007

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：標準

突極同期機の直軸同期リアクタンス X_d と横軸同期リアクタンス X_q の一般的な大小関係と理由として最も適切なものはどれか。

ア： $X_d < X_q$ 。直軸は空隙が最も大きいため磁気抵抗が常に最大になる。

イ： $X_d = X_q$ 。突極性はリアクタンスに影響しない。

ウ： $X_d > X_q$ 。直軸は磁極中心軸で磁気抵抗が小さく、電機子反作用によるインダクタンスが大きくなりやすい。

エ： X_d と X_q の大小は電機子電流の大きさだけで決まり、機械構造とは無関係である。

答え・解説

正答：ウ

ア：直軸は磁極中心軸であり、横軸より磁気抵抗が小さい。

イ：円筒機では近いが、突極機では一般に異なる。

ウ：突極機では磁気回路の異方性により通常 $X_d > X_q$ となる。

エ：リアクタンス差は主として磁気回路形状に由来する。

総合解説：突極同期機では電機子反作用を直軸成分と横軸成分に分けて扱う。これがリラクタンストルク成分にもつながる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0008

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：標準

一定励磁の同期発電機で端子電圧を考えると、同じ有効負荷電流の大きさを比較した一般的な傾向として最も適切なものはどれか。

ア：遅れ力率と進み力率で同期リアクタンス降下の向きは全く同じなので電圧変動も必ず同じである。

イ：進み力率負荷では必ず端子電圧がゼロになる。

ウ：力率は電機子反作用や内部電圧に影響せず、端子電圧変動は有効電力だけで決まる。

エ：遅れ力率負荷では端子電圧低下が大きくなりやすく、進み力率負荷では端子電圧が上昇する場合がある。

答え・解説

正答：エ

ア：電流位相が異なるためフェーザ和は同じにならない。

イ：進み負荷は過度な一般化であり、端子電圧ゼロとはならない。

ウ：無効電力・力率は電圧特性に重要である。

エ：同期リアクタンス降下と電機子反作用の向きが力率で変わるため、この傾向となる。

総合解説：同期機の電圧変動は負荷電流の大きさだけでなく力率角に依存する。フェーザ図で説明できることが重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0009

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：応用

同期発電機の電機子反作用について、遅れ力率負荷と進み力率負荷の違いを最も適切に表しているものはどれか。

ア：遅れ力率側では減磁作用が強くなりやすく、進み力率側では増磁作用が強くなりやすい。

イ：遅れ力率側では必ず純粋な増磁作用だけとなり、進み力率側では必ず純粋な減磁作用だけとなる。

ウ：力率に関係なく電機子反作用は常に横磁化作用だけである。

エ：電機子反作用は固定子漏れ磁束だけを指し、主磁束には影響しない。

答え・解説

正答：ア

ア：力率角により電機子反作用の直軸成分が変わり、遅れ側は減磁、進み側は増磁の傾向をもつ。

イ：関係が逆であり、また一般には横磁化成分も含む。

ウ：力率1付近では横磁化が主体だが、全運転点で純粋横磁化ではない。

エ：電機子反作用は電機子電流が主磁界に与える作用をいう。

総合解説：二次試験ではフェーザ図と電機子反作用を関連付け、励磁・無効電力・電圧変動まで一体で理解する必要がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0010

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：応用

同一の系統へ接続された同期機について、機械入力を増加させて発電機運転する場合と、機械負荷を増加させて電動機運転する場合の負荷角の変化として最も適切なものはどれか。

ア：発電機・電動機とも E と V は常に同相のまま電流だけが変化する。

イ：発電機では E が V より進む負荷角が増え、電動機では E が V より遅れる負荷角の絶対値が増える。

ウ：発電機では E が V より遅れ、電動機では E が V より進むため、一般的な定義と逆になる。

エ：機械入力や機械負荷は同期機の有効電力に影響せず、負荷角も変化しない。

答え・解説

正答：イ

ア：有効電力を増減するには負荷角が変わる。

イ：有効電力の授受に応じて発電機と電動機では負荷角の向きが反対になる。

ウ：一般的なフェーザ関係を逆にしている。

エ：機械入力・負荷と電气的有効電力は定常状態で釣り合う。

総合解説：負荷角は同期機の有効電力授受を表す中心的な状態量である。符号だけ暗記せず、発電機と電動機のエネルギー方向から理解する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0011

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：応用

損失を無視した同期調相機を $V=1.0\text{ p.u.}$ 、 $X_s=2.0\text{ p.u.}$ で無負荷運転する。 E と V は同相とみなせるとき、電機子電流の大きさ $I=|E-V|/X_s$ が最小となる E はどれか。
ア： $E=0\text{ p.u.}$ 。界磁をなくせば端子電圧も消えるため電流が最小になる。
イ： $E=2.0\text{ p.u.}$ 。同期リアクタンスと同じ値にすると電流が必ず最小になる。
ウ： $E=1.0\text{ p.u.}$ 。このとき無効電流成分も最小となり $I=0$ になる理想条件である。
エ： $E=3.0\text{ p.u.}$ 。過励磁を強くするほど電流は単調に減少する。

答え・解説

正答：ウ

ア： $E=0$ なら $I=0.5\text{ p.u.}$ である。
イ： $E=2$ なら $I=0.5\text{ p.u.}$ である。
ウ： $I=|E-1|/2$ なので $E=1$ で最小0となる。
エ：過励磁を強めると無効電流は増加する。
総合解説：2025年度二次試験でも同期調相機のV曲線に対応する関係が扱われた。理想化では $E=V$ で無効電流が最小となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0012

同期機・直流機 > 同期機の等価回路・フェーザ | 難易度：標準

同期機の簡易フェーザ解析で電機子抵抗 R_a を無視し、同期リアクタンス X_s だけを用いる近似について最も適切な説明はどれか。
ア： R_a は実際にゼロであり、どの同期機でも銅損は存在しない。
イ： X_s は漏れリアクタンスだけを表し、電機子反作用は含まない。
ウ： R_a を無視すると有効電力も無効電力も計算できなくなるため、この近似は試験では使えない。
エ：大容量同期機では一般に R_a が X_s に比べ小さいため、主な電圧降下をリアクタンス成分として近似する。

答え・解説

正答：エ

ア：実機には巻線抵抗と銅損が存在する。
イ：同期リアクタンスは漏れリアクタンスと電機子反作用の効果をまとめた等価量である。
ウ：多くの二次試験問題で抵抗無視の条件を明示して解析する。
エ：大容量機では R_a/X_s が小さく、フェーザ関係を簡潔に扱うためよく用いる近似である。
総合解説：近似条件の意味を理解しておく、どの項を無視でき、どの結果に誤差が出るか判断できる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0013

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：基礎

損失を無視した円筒形同期発電機で $E=1.0$ p.u.、 $V=1.0$ p.u.、 $X_s=1.25$ p.u.、負荷角 $\delta=30^\circ$ である。送出有効電力 P として正しいものはどれか。

ア：0.40 p.u.。 $P=(EV/X_s)\sin\delta$ を用いる。

イ：0.80 p.u.。 $\sin\delta$ を1として計算する。

ウ：0.625 p.u.。 $\cos\delta$ を用いて計算する。

エ：1.25 p.u.。同期リアクタンスを掛ける。

答え・解説

正答：ア

ア： $(1 \times 1/1.25) \times 0.5 = 0.40$ p.u.である。

イ：最大出力時でないため $\sin\delta=1$ ではない。

ウ：電力角特性の主要項は $\sin\delta$ である。

エ： X_s は分母に入る。

総合解説：円筒形同期機で抵抗を無視すると $P=(EV/X_s)\sin\delta$ が基本となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0014

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：基礎

$E=V=1.0$ p.u.、 $X_s=0.80$ p.u.の円筒形同期機で、静的な電力角特性の最大値 $P_{\max}$ はいくらか。

ア：0.80 p.u.。 X_s そのものが最大出力になる。

イ：1.25 p.u.。 $\delta=90^\circ$ で EV/X_s となる。

ウ：1.00 p.u.。単位法では最大出力も必ず1に制限される。

エ：2.00 p.u.。 $\delta=180^\circ$ で最大になると考える。

答え・解説

正答：イ

ア：リアクタンスは出力を制限する側に働く。

イ： $P_{\max}=1/0.8=1.25$ p.u.である。

ウ：単位法は規格化であり物理的的最大値を1に固定しない。

エ： $\sin 180^\circ=0$ である。

総合解説：円筒機の単純モデルでは最大電力は $\delta=90^\circ$ 付近で生じ、同期リアクタンスが小さいほど大きくなる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0015

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：基礎

$E=V=1.0$ p.u.、 $X_s=1.0$ p.u.の同期発電機が $P=0.50$ p.u.を送出している。安定な小負荷角側の負荷角 δ として最も適切なものはどれか。

ア： 60° 。 $\cos \delta = 0.5$ を使う。

イ： 90° 。有効電力を送ると常に最大電力点になる。

ウ： 30° 。 $\sin \delta = 0.5$ となる小さい方の解を採る。

エ： 150° 。 $\sin \delta = 0.5$ のもう一つの解を通常運転点として優先する。

答え・解説

正答：ウ

ア：式は $\cos \delta$ ではない。

イ： $P_{\max}=1$ p.u.に対し 0.5 p.u.なので最大点ではない。

ウ： $P=\sin \delta = 0.5$ より、通常の安定運転点は $\delta = 30^\circ$ である。

エ： 150° 側は同期化力が負で小擾乱安定性を失う側である。

総合解説：同じ $\sin$ 値には二つの角度があるが、定常安定度では $dP/d\delta > 0$ の小負荷角側が通常の安定平衡点となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0016

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：標準

飽和を無視した近似で、同期発電機の短絡比 K が大きい機械の特徴として最も適切なものはどれか。

ア：単位法同期リアクタンスが大きく、短絡電流は必ず小さくなる。

イ：短絡比は機械の電気的特性と無関係で、回転速度だけを表す。

ウ：短絡比を大きくすると界磁巻線は不要になる。

エ：単位法同期リアクタンスが小さい傾向にあり、電圧変動や定常安定度の面で有利になりやすい。

答え・解説

正答：エ

ア：関係が逆である。

イ：短絡比は無負荷・短絡特性から定義される同期機の重要特性である。

ウ：界磁系の有無とは別の概念である。

エ：近似的に $K \approx 1/X_s(\text{p.u.})$ の関係があり、大きな K は小さな X_s に対応する。

総合解説：短絡比は同期インピーダンス、電圧変動、安定度、機械寸法などと関連する設計指標である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0017

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：標準

同期発電機の無負荷飽和曲線(OCC)と三相短絡特性(SCC)の一般的な形状として最も適切なものはどれか。

ア：OCCは高励磁域で磁気飽和により非線形となり、SCCは短絡時の磁束が小さいため概ね直線となる。

イ：OCCは常に完全な直線で、SCCだけが鉄心飽和により強く湾曲する。

ウ：OCCとSCCは同じ測定量なので必ず重なる。

エ：SCCは界磁電流を増しても短絡電流が変化しない水平線となる。

答え・解説

正答：ア

ア：一般にOCCは飽和の影響を受け、SCCは広い範囲ではほぼ直線となる。

イ：形状の説明が逆である。

ウ：測定量は端子電圧と短絡電流で異なる。

エ：短絡電流は界磁電流にほぼ比例して増加する。

総合解説：2024年度二次試験でも無負荷飽和曲線と三相短絡特性から同期機定数を求める問題が出題された。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0018

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：標準

故障直前の内部起電力を1.0 p.u.、同期リアクタンスを1.50 p.u.とし、抵抗と過渡現象を無視する。端子三相短絡時の定常短絡電流の大きさとして最も近いものはどれか。

ア：1.50 p.u.。リアクタンスをそのまま電流とする。

イ：0.667 p.u.。Isc=E/Xsとする。

ウ：2.25 p.u.。同期リアクタンスを二乗する。

エ：0 p.u.。端子電圧が0なので電流も0とする。

答え・解説

正答：イ

ア：インピーダンスが大きいほど電流は小さくなる。

イ： $1/1.5=0.667$ p.u.である。

ウ：二乗する根拠はない。

エ：内部起電力が存在しリアクタンスを介して短絡電流が流れる。

総合解説：簡易定常短絡では内部起電力と同期リアクタンスから電流を求める。実際の故障初期には過渡・初期過渡リアクタンスが関係する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0019

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：標準

発電機内部電圧 E と無限大母線電圧 V が一定の一機無限大母線系統で、発電機から系統までの合成リアクタンス X を低減した。電力角特性への影響として最も適切なものはどれか。

ア： $P_{\max}$ は X に比例して減少するため安定度が悪化する。

イ： X を変えても電力角特性は全く変わらない。

ウ： $P_{\max}=EV/X$ が増加し、同じ送電電力なら負荷角を小さくできるため安定度余裕が増す。

エ： X を小さくすると $\sin \delta$ が $\cos \delta$ に置き換わる。

答え・解説

正答：ウ

ア： $P_{\max}$ は X に反比例する。

イ：電力角特性は X に直接依存する。

ウ：合成リアクタンス低減は電力角曲線の振幅を高める。

エ：関数形は変わらず係数が変わる。

総合解説：送電線の多回線化や直列補償などで等価リアクタンスを下げることは、同期安定度向上の基本的な考え方の一つである。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0020

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：標準

電機子抵抗を無視した突極同期機の有効電力式に現れる、円筒機にはないリラクタンス電力項について最も適切な説明はどれか。

ア：界磁抵抗に起因し、 $\cos \delta$ だけに比例する成分として現れる。

イ：回転子銅損に起因し、滑り s に比例する成分として現れる。

ウ：直流機の逆起電力に起因し、回転速度の二乗に比例する成分として現れる。

エ： X_d と X_q の差に起因し、一般に $\sin 2\delta$ に比例する成分として現れる。

答え・解説

正答：エ

ア：界磁抵抗は電力角式のこの追加項の原因ではない。

イ：滑りは誘導機概念である。

ウ：直流機の式とは無関係である。

エ：突極性による d 軸・ q 軸磁気抵抗差からリラクタンストルク・電力が生じる。

総合解説：突極機では主な励磁電力項に加え、 $X_d \neq X_q$ による $\sin 2\delta$ 項が生じる。二反作用理論と関連付けて理解する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0021

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：標準

同期発電機を運転中の母線へ並列投入するとき、投入直前に確認すべき条件の組合せとして最も適切なものはどれか。

- ア：電圧の大きさ、周波数、相順を一致させ、位相差が十分小さい時点で投入する。
イ：有効電力と無効電力を母線と完全一致させれば、電圧や相順は確認しなくてよい。
ウ：回転速度だけを同期速度にすれば、位相差180°でも安全に投入できる。
エ：界磁電流をゼロにして投入すれば、周波数差や相順差による過渡電流は生じない。

答え・解説

正答：ア

ア：基本的な同期条件は電圧、周波数、相順、位相である。

イ：投入前の発電機は有効・無効電力を母線へ供給していないのでその一致を条件とはしない。

ウ：大きな位相差投入は過大電流・トルクを生じる。

エ：界磁ゼロでは同期条件を満たさず、問題は解消しない。

総合解説：同期投入は機械的衝撃と電氣的過渡を抑えるための重要操作であり、相順誤りは投入タイミングでは解決できない。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0022

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：応用

同期発電機と母線の周波数・電圧は一致しているが、相順が逆であることが確認された。この状態への対処として最も適切なものはどれか。

- ア：同期検定器の指針が0になる瞬間を待てば相順の違いは解消されるので投入する。
イ：投入せず、発電機側または接続側の二相を入れ替えて相順を一致させた後に再度同期確認する。
ウ：界磁電流を増やせば相順が自動的に反転する。
エ：原動機回転速度を少し下げれば相順が入れ替わる。

答え・解説

正答：イ

ア：逆相順では同期点が正常に成立せず危険である。

イ：相順は結線で決まるため、二相を入れ替えるなど接続を是正する必要がある。

ウ：励磁は電圧・無効電力に影響するが相順を変えない。

エ：回転方向を変えない限り速度調整だけで相順は変わらない。

総合解説：相順不一致は位相差や周波数差とは異なる種類の不一致であり、同期タイミングだけでは補正できない。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0023

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：応用

無限大母線へ接続された同期発電機で、原動機入力を一定に保ったまま界磁電流を増加させた。定常状態での主な変化として最も適切なものはどれか。

ア：有効電力だけが大幅に増え、無効電力は励磁に無関係で一定となる。

イ：周波数だけが上昇し、端子電圧・無効電力は変わらない。

ウ：有効電力はほぼ原動機入力で決まり大きくは変わらず、無効電力の供給量や力率が主に変化する。

エ：同期速度が界磁電流に比例して増加し、機械回転数が連続的に上がる。

答え・解説

正答：ウ

ア：励磁は無効電力に強く影響する。

イ：無限大母線では周波数は系統に拘束される。

ウ：系統連系時は原動機入力P、励磁が主としてQ・力率を調整する。

エ：同期速度は周波数と極数で決まり界磁電流では変わらない。

総合解説：同期機のP-Q制御では機械入力と励磁の役割を分けて理解する。実際には損失や相互作用があるが基本整理は重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0024

同期機・直流機 > 同期機の出力・安定度・試験 | 難易度：応用

円筒形同期機の $P = P_{\max} \sin \delta$ に対し、運転点 δ_0 まわりの同期化力係数は $dP/d\delta = P_{\max} \cos \delta_0$ で表される。小擾乱に対する安定平衡点の条件として最も適切なものはどれか。

ア： $\cos \delta_0 < 0$ のとき同期化力が正となるため、 90° より大きい負荷角ほど安定である。

イ： δ_0 に関係なく同期化力は常に $P_{\max}$ で一定である。

ウ： $\sin \delta_0 = 0$ でなければ必ず不安定である。

エ： $\cos \delta_0 > 0$ 、すなわち通常は $|\delta_0| < 90^\circ$ の範囲で同期化力が正となる。

答え・解説

正答：エ

ア： $\cos \delta_0 < 0$ では微小ずれを増幅する側となる。

イ：傾きは運転点に依存する。

ウ：有効電力がゼロでなくても安定運転は可能である。

エ：微小な角度ずれに対し復元方向の電力変化が得られるには $dP/d\delta > 0$ が必要である。

総合解説：定常安定度は電力角曲線の傾きで直感的に評価できる。過渡安定度ではさらに運動方程式とエネルギーの考察が必要になる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0025

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：基礎

他励直流電動機で磁束 Φ を一定とすると、回転速度 n の基本的な関係として最も適切なものはどれか。

ア： n は概ね $(V - I_a R_a) / \Phi$ に比例する。

イ： n は $I_a R_a$ にだけ比例し、端子電圧 V には依存しない。

ウ： n は Φ に比例するため、界磁を弱めると必ず低速になる。

エ： n は電機子電流 I_a の二乗だけで決まる。

答え・解説

正答：ア

ア：逆起電力 $E = V - I_a R_a = k \Phi \omega$ から得られる。

イ：端子電圧と逆起電力が速度を決める。

ウ：磁束を弱めると同じ逆起電力に必要な速度は上がる。

エ：二乗関係ではない。

総合解説：直流機の基本式 $E = k \Phi \omega$ と $V = E + I_a R_a$ を組み合わせると速度制御の原理が理解できる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0026

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：基礎

直流電動機の電磁トルク T の基本関係として正しいものはどれか。

ア： T は回転速度のみに比例し、電流には依存しない。

イ： T は磁束 Φ と電機子電流 I_a の積に比例する。

ウ： T は端子電圧の二乗に常に比例する。

エ： T は界磁磁束に反比例する。

答え・解説

正答：イ

ア：電磁トルクは電機子電流に依存する。

イ： $T = k \Phi I_a$ が基本式である。

ウ：端子電圧との関係は運転条件を介した間接的なもの。

エ：磁束が増えれば同じ電流でトルクは増える。

総合解説：電動機駆動では電流制御がトルク制御に直結する理由を、この基本式から説明できる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0027

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：基礎

直流電動機を直接定格電圧へ接続すると始動電流が非常に大きくなり得る主因として最も適切なものはどれか。

ア：始動時は磁束が無限大になり、電流が自動的に増える。

イ：始動時だけ電機子抵抗が必ず0 Ωになる。

ウ：始動時は回転速度が0で逆起電力がほぼ0のため、電機子抵抗だけで電流が制限される。

エ：回転速度0では端子電圧が自動的に2倍になる。

答え・解説

正答：ウ

ア：磁束が無限大になるわけではない。

イ：電機子抵抗は小さいが0になるわけではない。

ウ：逆起電力 $E=k\Phi\omega$ が0に近く、 $I_a \approx V/R_a$ となるため大電流となる。

エ：端子電圧は電源で決まり自動的に2倍にはならない。

総合解説：始動抵抗や電力変換器による電流制限は、電機子巻線・整流子・電源設備を保護するために必要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0028

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：標準

他励直流電動機をベース速度以上で運転するために界磁弱め制御を行う場合の一般的な特徴として最も適切なものはどれか。

ア：磁束を弱めるほど同じ電機子電流でトルクが増加する。

イ：界磁弱めは回転速度を下げるために用いる。

ウ：界磁弱めでは逆起電力が速度と無関係になる。

エ：磁束を弱めて速度を上げられるが、同じ電機子電流上限では発生可能トルクが低下する。

答え・解説

正答：エ

ア：トルク式と逆である。

イ：一般に定電力領域の高速化に使われる。

ウ： $E=k\Phi\omega$ の関係は維持される。

エ： $T \propto I_a$ なので磁束低下によりトルク限界は低下する。

総合解説：直流機やベクトル制御交流機的高速領域では界磁弱めにより定電力運転へ移行する考え方が共通する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0029

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：標準

直流発電機で磁束が一定のまま回転速度を1200 min⁻¹から1500 min⁻¹へ上げた。磁気飽和や電圧降下を無視すると誘導起電力は何倍になるか。

ア：1.25倍。E ∝ φnなので速度比1500/1200に比例する。

イ：0.80倍。速度比を逆にとる。

ウ：1.56倍。速度比を二乗する。

エ：変化しない。誘導起電力は回転速度と無関係である。

答え・解説

正答：ア

ア：磁束一定なら誘導起電力は速度に比例する。

イ：逆比ではない。

ウ：二乗比例ではない。

エ：速度は誘導起電力の主要因である。

総合解説：直流発電機の起電力は機械構造定数をKとすればE=Kφnで表せる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0030

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：標準

直流直巻電動機を無負荷で運転することが危険とされる理由として最も適切なものはどれか。

ア：負荷が軽いほど界磁磁束が増え続け、回転子が磁氣的に固定される。

イ：負荷が軽いと電機子電流と界磁磁束が小さくなり、必要な逆起電力を得るため回転速度が異常に高くなる可能性がある。

ウ：無負荷では電源周波数と極数で同期速度が決まり、それを超えない。

エ：無負荷では整流子に電圧が加わらないため停止する。

答え・解説

正答：イ

ア：直巻では軽負荷で磁束は小さくなる。

イ：直巻では界磁電流=電機子電流であり、軽負荷で磁束が減少して過速度を招く。

ウ：同期速度の概念は同期機・誘導機の交流回転磁界に関するもの。

エ：直流電圧は加わり続ける。

総合解説：直巻電動機は大きな始動トルクを得やすい一方、無負荷過速度に注意が必要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0031

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：標準

永久磁石同期電動機(PMSM)を巻線界磁同期機と比較した特徴として最も適切なものはどれか。

ア：永久磁石を用いるため回転子には必ず大きな界磁銅損が生じる。

イ：界磁磁束はどの運転点でも完全に0へ制御できる。

ウ：回転子界磁銅損を低減できる一方、通常は界磁巻線電流を直接変えて磁束を調整することはできない。

エ：同期電動機ではなく誘導電動機として滑りを必要とする。

答え・解説

正答：ウ

ア：永久磁石には界磁巻線銅損がない。

イ：磁石磁束そのものを0にすることは通常できず、弱め磁束は電機子電流で実現する。

ウ：永久磁石で界磁を得るため界磁銅損がなく、磁束可変範囲は巻線界磁機より制約される。

エ：PMSMは同期速度で運転する同期機である。

総合解説：高効率駆動で広く使われるPMSMでは、弱め磁束制御やインバータ電流制御が重要になる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0032

同期機・直流機 > 直流機・特殊機 | 難易度：応用

1パルス当たりのステップ角が 1.8° のステッピングモータを、脱調なしで500パルス駆動した。回転角と特徴の組合せとして最も適切なものはどれか。

ア： 500° 。1パルスを 1° として扱う。

イ： 1800° （5回転）。ステップ角を2倍して計算する。

ウ：回転角はパルス数では決まらず、必ず速度センサの積分だけで決まる。

エ： 900° （2.5回転）。入力パルス数に応じて離散的に位置決めできる。

答え・解説

正答：エ

ア：ステップ角は 1.8° と与えられている。

イ：2倍する根拠はない。

ウ：オープンループ位置決めにも用いられるが、脱調の管理が必要である。

エ： $1.8 \times 500 = 900^\circ$ で、 $900/360 = 2.5$ 回転である。

総合解説：ステッピングモータはパルス数で位置、パルス周波数で速度を指令できる。高負荷・急加速では脱調に注意する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0033

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：基礎

周波数50 Hz、4極の三相誘導電動機の同期速度 N_s はいくらか。

ア：1500 min^{-1} 。 $N_s=120f/p$ を用いる。

イ：750 min^{-1} 。極数を2倍して扱う。

ウ：3000 min^{-1} 。2極機として計算する。

エ：2000 min^{-1} 。50 Hzをそのまま回転数へ換算する。

答え・解説

正答：ア

ア： $120 \times 50 / 4 = 1500 \text{ min}^{-1}$ 。

イ：極数は4である。

ウ：これは2極機の同期速度である。

エ：同期速度は周波数と極数で決まる。

総合解説：同期速度は回転磁界の速度であり、誘導電動機の実回転速度は通常これよりわずかに低い。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0034

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：基礎

同期速度1500 min^{-1} の誘導電動機が1440 min^{-1} で運転している。滑り s として正しいものはどれか。

ア：4.17 %。差60を実回転速度1440で割る。

イ：4.0 %。 $s=(1500-1440)/1500$ で求める。

ウ：96 %。実回転速度 / 同期速度を滑りとする。

エ：0 %。定常運転中は誘導機でも同期速度とみなす。

答え・解説

正答：イ

ア：滑りは同期速度を基準に定義する。

イ： $60 / 1500 = 0.04 = 4\%$ 。

ウ：0.96は速度比であり滑りではない。

エ：トルクを発生する電動機運転では通常正の滑りがある。

総合解説：滑りは誘導機の電磁変換を結ぶ基本量で、二次周波数・二次銅損とも関係する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0035

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：基礎

電源周波数50 Hz、滑り4 %で運転する誘導電動機の回転子電流周波数は何Hzか。
ア：48 Hz。電源周波数から滑り率をそのまま差し引く。
イ：50 Hz。回転子電流も常に電源周波数と同じである。
ウ：2 Hz。f2=sf1を用いる。
エ：1250 Hz。周波数を滑りで割る。

答え・解説

正答：ウ

ア：50 × (1-0.04)=48 Hzは機械的速度比に対応する考え方で、二次周波数ではない。
イ：回転子から見た回転磁界の相対速度に対応し周波数はsfとなる。
ウ：0.04 × 50=2 Hz。
エ：割るのではなく掛ける。
総合解説：停止時s=1では二次周波数は電源周波数と等しく、同期速度に近づくほど0へ低下する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0036

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：基礎

三相誘導電動機の空隙電力が50 kW、滑りが4 %である。機械損を無視すると二次銅損と機械的発生電力の組合せとして正しいものはどれか。
ア：二次銅損48 kW、機械的発生電力2 kW（滑り分と残りを逆に配分）
イ：二次銅損0 kW、機械的発生電力50 kW（滑りが0とみなす配分）
ウ：二次銅損50 kW、機械的発生電力48 kW（空隙電力を超える配分）
エ：二次銅損2 kW、機械的発生電力48 kW（sPgと(1-s)Pgで配分）

答え・解説

正答：エ

ア：分配が逆である。
イ：滑りが0でないため二次銅損が生じる。
ウ：エネルギー収支に反する。
エ：Pc2=sPg=2 kW、Pm=(1-s)Pg=48 kW。
総合解説：誘導機では空隙電力が滑り比で二次銅損、残りが機械的発生電力へ分かれる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0037

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：標準

誘導電動機が 1450 min^{-1} で 30 kW の機械出力を発生している。軸トルクとして最も近いものはどれか。

ア：約 $198 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。 $T=P/\omega$ 、 $\omega=2\pi n/60$ を用いる。

イ：約 $20.7 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。 kW を W に換算せず計算する。

ウ：約 $455 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。回転数を毎秒回転数へ換算せず用いる。

エ：約 $30 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。出力 kW の数値をそのままトルクとする。

答え・解説

正答：ア

ア： $\omega \approx 151.8 \text{ rad/s}$ なので $30000/151.8 \approx 197.6 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

イ：単位換算不足で一桁以上誤る。

ウ：回転数を角速度へ変換する必要がある。

エ：電力とトルクは同じ単位ではない。

総合解説：二次試験では回転速度 $[\text{min}^{-1}]$ 、角速度 $[\text{rad/s}]$ 、出力 $[\text{W}]$ の単位変換を確実に行う。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0038

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：標準

一次側の影響を簡略化し、誘導電動機の二次抵抗 $R_2=0.10 \text{ } \Omega$ 、等価漏れリアクタンス $X=0.50 \text{ } \Omega$ とする。最大トルクを生じる滑りを $s \approx R_2/X$ と近似した場合、 s はいくらか。

ア：0.02。抵抗とリアクタンスの積を使う。

イ：0.20。

ウ：5.0。リアクタンスを抵抗で割る。

エ：0.60。抵抗とリアクタンスを加える。

答え・解説

正答：イ

ア：積ではない。

イ： $0.10/0.50=0.20$ 。

ウ：逆数関係である。

エ：和ではない。

総合解説：簡易モデルでは最大トルク滑りは回転子抵抗に比例する。この性質が巻線形誘導機の始動抵抗利用につながる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0039

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：標準

巻線形誘導電動機で二次回路へ外部抵抗を追加したときのトルク - 滑り特性の変化として最も適切なものはどれか。

ア：最大トルクは必ず0になり、始動不能となる。

イ：最大トルク発生滑りは小さくなり、同期速度に近づく。

ウ：最大トルクの大きさは概ね変わらず、その発生滑りが大きくなるため始動トルクを高めやすい。

エ：二次抵抗は回転子電流に影響しないためトルク特性も全く変わらない。

答え・解説

正答：ウ

ア：抵抗追加は始動特性改善に利用できる。

イ：方向が逆である。

ウ：簡易理論ではTmaxはほぼ一定でsmaxがR2に比例する。

エ：二次回路抵抗は誘導機特性へ直接影響する。

総合解説：巻線形誘導機では二次抵抗制御により始動トルクや速度特性を調整できるが、抵抗損失が増える。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0040

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：標準

同じ線間電圧で、通常Δ結線運転する誘導電動機を始動時だけY結線とするスター・デルタ始動について、Δ直入れ始動と比べた一般的な傾向として正しいものはどれか。

ア：各相電圧が√3倍となり、始動トルクは約3倍になる。

イ：線電流だけ1/3になるが、始動トルクは電圧と無関係で同じである。

ウ：各相電圧は同じで、結線変更は始動特性に影響しない。

エ：各相電圧が1/√3となり、線電流と始動トルクはいずれも概ね1/3に低減する。

答え・解説

正答：エ

ア：関係が逆である。

イ：誘導機始動トルクは端子電圧に強く依存する。

ウ：Y結線では相電圧が低下する。

エ：トルクは電圧の二乗にほぼ比例するため1/3程度となり、線電流も低減される。

総合解説：スター・デルタ始動は簡便な電流低減法だが、始動トルクも低下するため負荷条件を考慮する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0041

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：標準

インバータで誘導電動機をベース周波数以下で可変速運転するとき、 V/f を概ね一定に保つ主な理由として最も適切なものはどれか。

ア：固定子磁束を概ね一定に保ち、過励磁やトルク能力低下を避けるためである。

イ：周波数を変えても同期速度を一定に保つためである。

ウ：電源電圧を一定にしたまま周波数だけ下げると磁束が減りすぎるためである。

エ： V/f 一定にすると滑りが常に0になり同期機として運転できるためである。

答え・解説

正答：ア

ア：誘導起電力は概ね $f\phi$ に比例するので V/f を一定にすると ϕ を保ちやすい。

イ：同期速度は周波数に比例して変わる。

ウ：周波数だけ下げて電圧一定では V/f が増し磁束過大・飽和の方向になる。

エ：誘導機にはトルク発生に滑りが必要である。

総合解説：低速域では固定子抵抗降下の影響が相対的に大きく、単純 V/f 一定に電圧補償を加える場合もある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0042

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：標準

誘導電動機に定格電圧を保ったまま電源周波数だけを大きく低下させた場合に生じやすい現象として最も適切なものはどれか。

ア：磁束が必ず0に近づき、励磁電流も0になる。

イ： V/f が増加して磁束が過大となり、鉄心飽和や励磁電流増大を招きやすい。

ウ：同期速度は上昇し、遠心力だけが問題となる。

エ：二次周波数は周波数低下と無関係で常に50 Hzに固定される。

答え・解説

正答：イ

ア：逆の傾向である。

イ：概ね $\phi = V/f$ なので周波数だけ低下すると磁束が増える。

ウ：同期速度は周波数低下で下がる。

エ：二次周波数は sf で決まり電源周波数にも依存する。

総合解説：可変周波数駆動では電圧と周波数を連動させ、磁束・電流・トルクを適正範囲に保つ。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0043

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：応用

系統に接続された誘導機の回転子を外力で同期速度より速く回した。滑りと電力変換の状態として最も適切なものはどれか。

ア：滑りは1より大きくなり、必ず直流発電状態になる。

イ：滑りは0のままで、有効電力の向きも変わらない。

ウ：滑りは負となり、機械入力を電気出力へ変換する誘導発電状態になり得る。

エ：滑りは正のまま増加し、通常の電動機トルクがさらに増える。

答え・解説

正答：ウ

ア：1より大きい滑りは逆転・制動側の別状態である。

イ：同期速度を超えると滑りの符号が変わる。

ウ： $s=(N_s-N)/N_s$ なので $N>N_s$ なら $s<0$ となる。

エ：発電側では電磁トルクが機械回転を制動する向きに働く。

総合解説：誘導機の回生領域は負滑りで表現でき、可変速駆動の回生制動にもつながる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0044

誘導機・変圧器 > 誘導機・滑り・トルク・等価回路 | 難易度：応用

誘導電動機が正方向に滑り $s=0.04$ で回転中、電源二相を入れ替えて回転磁界を逆転させるブラギング制動を行った。切替直後の新しい回転磁界に対する滑りの大きさとして最も近いものはどれか。

ア：0.04。結線を変えても滑りは瞬時に同じ符号・大きさのままである。

イ：0.96。1- s を新しい滑りとする。

ウ：2.04。常に2+ s となる。

エ：約1.96。回転磁界と回転子が逆向きになるため $s_{plug}=2-s$ とみなせる。

答え・解説

正答：エ

ア：回転磁界方向が反転するため相対速度が大きく変わる。

イ：0.96は元の速度比に相当する。

ウ：符号関係を考えて2- s である。

エ：2-0.04=1.96である。

総合解説：ブラギングは大きな電流と制動トルクを生むため、電流制限や停止後の電源遮断が必要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0045

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：基礎

一次6600 V、二次220 Vの理想変圧器の巻数比 $a=N1/N2$ として正しいものはどれか。
ア：30。電圧比 $V1/V2$ と等しい。
イ：0.0333。二次ノ一次を a と定義する。
ウ：15。三相を想定して2で割る。
エ：60。電圧比を2倍する。

答え・解説

正答：ア

ア：6600/220=30。
イ：これは $N2/N1$ である。
ウ：三相か否かでこの単相巻線比を2で割らない。
エ：2倍する根拠はない。
総合解説：理想変圧器では電圧比は巻数比に等しく、電流比はその逆となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0046

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：基礎

巻数比 $a=N1/N2=30$ の理想変圧器で、二次電流が90 A流れている。一次電流として正しいものはどれか。
ア：2700 A。二次電流に巻数比を掛ける。
イ：3.0 A。 $I1=I2/a$ で求める。
ウ：90 A。理想変圧器では一次・二次電流が等しい。
エ：0.10 A。巻数比を二重に適用する。

答え・解説

正答：イ

ア：電流比は巻数比の逆である。
イ：90/30=3 A。
ウ：電流は一般に等しくない。
エ：90/30² ではない。
総合解説：理想変圧器では $S1=S2$ より $V1I1=V2I2$ となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0047

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：基礎

巻数比 $a=N1/N2=10$ の変圧器で、二次側に $0.050\ \Omega$ のインピーダンスが接続されている。一次側換算値はいくらか。

ア： $0.50\ \Omega$ 。aを1回だけ掛ける。

イ： $0.0005\ \Omega$ 。 a^2 で割る。

ウ： $5.0\ \Omega$ 。 $Z2' = a^2 Z2$ で換算する。

エ： $50\ \Omega$ 。 a^3 を掛ける。

答え・解説

正答：ウ

ア：インピーダンスは巻数比の二乗で換算する。

イ：方向が逆である。

ウ： $10^2 \times 0.05 = 5\ \Omega$ 。

エ：三乗関係ではない。

総合解説：電圧・電流・インピーダンスで巻数比の次数が異なることを整理しておく。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0048

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：基礎

変圧器の無負荷試験の主目的として最も適切なものはどれか。

ア：定格電流時の全負荷銅損だけを求める。

イ：巻線の短絡耐量を破壊試験で確認する。

ウ：負荷力率ごとの電圧変動を実負荷で全て測定する。

エ：鉄損と励磁枝の定数を求める。

答え・解説

正答：エ

ア：銅損は主に短絡試験から評価する。

イ：通常の無負荷試験は破壊試験ではない。

ウ：等価回路定数から電圧変動を計算できる。

エ：無負荷電流と入力電力から励磁コンダクタンス・サセプタンスや鉄損を評価する。

総合解説：無負荷試験では二次開放で定格電圧を加え、励磁枝を主に評価する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0049

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：標準

変圧器の短絡試験で、二次を短絡し一次側に低電圧を加えて定格電流を流す理由として最も適切なものはどれか。
ア：印加電圧が低く励磁電流・鉄損の影響を小さくでき、直列等価インピーダンスと銅損を評価しやすいから。
イ：鉄心磁束を定格より大きくして鉄損だけを測るため。
ウ：二次短絡時は電流が流れないため安全に無限大電圧を加えられるから。
エ：短絡試験では漏れリアクタンスの影響が完全に0になるから。

答え・解説

正答：ア

ア：短絡試験では印加電圧が数%程度となり励磁枝を無視しやすい。
イ：鉄損測定は無負荷試験が中心である。
ウ：短絡時には大電流が流れるため低電圧で定格電流に調整する。
エ：漏れリアクタンスはむしろ測定対象である。
総合解説：2024年度二次試験でも無負荷試験と短絡試験から等価回路定数を求める形式が出題された。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0050

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：標準

定格一次電圧6.6 kVの変圧器で、二次短絡時に定格電流を流すため必要な一次電圧が396 Vであった。百分率インピーダンスとして最も近いものはどれか。
ア：16.7 %。6600/396を百分率とする。
イ：6.0 %。396/6600×100で求める。
ウ：0.60 %。百分率換算で10を掛け忘れる。
エ：60 %。396 Vを0.396 kVへ換算せず比を誤る。

答え・解説

正答：イ

ア：これはインピーダンスの逆数に相当する比である。
イ：396/6600=0.06なので6%。
ウ：0.06は6%である。
エ：単位をそろえれば6%になる。
総合解説：百分率インピーダンスは短絡電流や電圧変動、並行運転時の負荷分担に関係する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0051

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：標準

電源側インピーダンスを無視し、変圧器の百分率インピーダンスが6 %であるとする。二次端子三相短絡時の初歩的な短絡電流概算値は定格電流の何倍か。

ア：6倍。百分率の数値6をそのまま倍率とする。

イ：0.06倍。単位法インピーダンスをそのまま電流倍率とする。

ウ：約16.7倍。1/0.06で求める。

エ：約36倍。6を二乗して倍率にする。

答え・解説

正答：ウ

ア：6%は0.06 p.u.であり逆数を取る。

イ：電流はインピーダンスに反比例する。

ウ：1/0.06=16.7。

エ：二乗関係ではない。

総合解説：実際の短絡電流は上位系統インピーダンスや過渡リアクタンス等も含めて評価する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0052

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：標準

ある変圧器の全負荷銅損が4.0 kWである。巻線抵抗一定とみなし、負荷電流が定格の50 %のときの銅損はいくらか。

ア：2.0 kW。負荷率に比例するとみなす。

イ：4.0 kW。負荷率に関係なく一定である。

ウ：8.0 kW。負荷率が低いほど銅損が増える。

エ：1.0 kW。銅損は電流の二乗に比例する。

答え・解説

正答：エ

ア：銅損は $I^2 R$ なので一次比例ではない。

イ：鉄損とは異なり負荷電流で変化する。

ウ：逆の傾向である。

エ： $4 \times 0.5^2 = 1$ kW。

総合解説：変圧器効率問題では鉄損をほぼ一定損、銅損を負荷率の二乗に比例する可変損として扱う。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0053

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：標準

変圧器の効率が最大となる負荷点について、電圧・力率を一定とし鉄損を一定損、銅損を負荷率の二乗に比例する損失とみなすとき、一般的な条件はどれか。

ア：その負荷点の銅損が鉄損に等しい。

イ：銅損が鉄損の2倍になる。

ウ：鉄損が0になる。

エ：無負荷で常に最大効率となる。

答え・解説

正答：ア

ア：効率の負荷率微分から $P_{\text{copper}} = P_{\text{iron}}$ が得られる。

イ：2倍ではない。

ウ：鉄損は通常0ではない。

エ：無負荷では出力が0なので効率を最大とみなせない。

総合解説：最大効率条件は負荷率を求める定番論点であり、全日効率とは区別する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0054

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：標準

変圧器が100 kWを負荷へ供給しており、その運転点で鉄損1.0 kW、銅損2.0 kWである。その他損失を無視すると効率として最も近いものはどれか。

ア：約103 %。出力に損失を加えた値を出力で割る。

イ：約97.1 %。 $100 / (100 + 1 + 2) \times 100$ で求める。

ウ：約99.0 %。鉄損だけを損失として扱う。

エ：約66.7 %。損失3 kWを出力100 kWではなく損失同士の比で評価する。

答え・解説

正答：イ

ア：効率は出力/入力で1を超えない。

イ： $100 / 103 \approx 0.9709$ 。

ウ：銅損も含める必要がある。

エ：定義が異なる。

総合解説：効率計算では出力、入力、損失のエネルギー収支を明確にする。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0055

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：応用

変圧器の無負荷試験で一次電圧200 V、無負荷電流2.0 A、入力電力120 Wであった。単相とし、無負荷電流の有効分 I_w と励磁分 I_m の組合せとして最も近いものはどれか。

ア： $I_w=2.0$ A、 $I_m=0$ A。無負荷電流は全て鉄損電流とする。

イ： $I_w=0.60$ A、 $I_m=1.40$ A。ベクトル差を単純な算術差で求める。

ウ： $I_w=0.60$ A、 $I_m \approx 1.91$ A。 $I_w=P/V$ 、 $I_m=\sqrt{(I_0^2 - I_w^2)}$ で求める。

エ： $I_w=1.67$ A、 $I_m \approx 1.10$ A。 V/P から電流を求める。

答え・解説

正答：ウ

ア：無負荷電流の多くは一般に励磁分である。

イ：直交成分なので平方和で分解する。

ウ： $I_w=120/200=0.60$ A、 $I_m=\sqrt{(4-0.36)}=1.91$ A。

エ： P/V が有効電流であり V/P は抵抗に相当する。

総合解説：無負荷試験から励磁枝のコンダクタンス・サセプタンスを求める際は有効分と無効分をベクトル分解する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0056

誘導機・変圧器 > 変圧器の等価回路・試験 | 難易度：応用

単相変圧器の短絡試験で、短絡電流5.0 A、入力電力400 Wを測定した。励磁枝を無視できるとき、試験側換算の等価抵抗 R_{eq} はいくらか。

ア：80 Ω 。 P_{sc}/I で求める。

イ：0.0625 Ω 。 I^2/P_{sc} とする。

ウ：20 Ω 。 P_{sc} を電流で一度だけ割ってからさらに任意の補正をする。

エ：16 Ω 。 $P_{sc}=I^2 R_{eq}$ より求める。

答え・解説

正答：エ

ア： $400/5=80$ は電圧相当で抵抗式ではない。

イ：逆数になっている。

ウ：正しい関係は $P=I^2 R$ である。

エ： $400/25=16$ Ω 。

総合解説：短絡試験では入力電力を銅損とみなし等価抵抗を求め、その後インピーダンス電圧から漏れリアクタンスを分離する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0057

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：基礎

変圧器の百分率抵抗降下 $p=2\%$ 、百分率リアクタンス降下 $q=4\%$ 、負荷力率 $\cos\phi=0.8$ 遅れとする。近似式 $\varepsilon \approx p \cos\phi + q \sin\phi$ を用いた全負荷電圧変動率として最も近いものはどれか。

ア：4.0 %。 $2 \times 0.8 + 4 \times 0.6$ で求める。

イ：0.8 %。 p と q を単純に差し引く。

ウ：4.8 %。 $\cos\phi$ と $\sin\phi$ をともに1として扱う。

エ：-0.8 %。遅れ力率なのにリアクタンス項を負にする。

答え・解説

正答：ア

ア： $1.6 + 2.4 = 4.0\%$ 。

イ： $2 - 4 = -2$ などの単純差ではない。

ウ：力率角成分を考慮する。

エ：遅れ負荷では通常 $q \sin\phi$ は正方向に加わる。

総合解説：電圧変動率は等価抵抗・漏れリアクタンスと負荷力率の組合せで決まる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0058

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：基礎

変圧器の進み力率負荷における電圧変動について最も適切な説明はどれか。

ア：進み力率でも遅れ力率と全く同じ式・符号となるため、電圧変動率は必ず正である。

イ：リアクタンス降下項の符号が遅れ負荷と逆になり、条件によっては二次端子電圧が無負荷時より高くなり電圧変動率が負になる。

ウ：進み力率では巻線抵抗が負になるため電圧が上昇する。

エ：進み力率では漏れリアクタンスが0になるため電圧変動が消える。

答え・解説

正答：イ

ア：進み・遅れで無効電流の向きが異なる。

イ：フェーザ関係により $q \sin\phi$ 項が差し引き方向となる。

ウ：抵抗値の符号が変わるわけではない。

エ：漏れリアクタンスは存在する。

総合解説：電圧変動率の符号は、負荷力率と $p \cdot q$ の大きさの組合せで決まる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0059

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：基礎

三相変圧器を並行運転するための条件として最も重要な組合せはどれか。

ア：定格容量だけが同じなら、変圧比や位相変位は異なっても問題ない。

イ：百分率インピーダンスだけ一致すれば、極性が逆でも循環電流は生じない。

ウ：二次無負荷電圧・極性・相順・位相変位を一致させ、百分率インピーダンスや X/R 比も大きく変わらないようにする。

エ：一次定格電圧が同じなら、二次電圧は任意でよい。

答え・解説

正答：ウ

ア：変圧比や位相変位の不一致は重大な問題となる。

イ：極性不一致は短絡に近い状態を生じ得る。

ウ：無負荷循環電流や不均等負荷分担を避けるため必要な条件である。

エ：二次電圧一致が必要である。

総合解説：並行運転では「無負荷で循環電流を生じない条件」と「負荷を適切に分担する条件」を分けて理解する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0060

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：標準

定格容量と二次定格電圧が等しい2台の変圧器A、Bを並行運転する。両者のインピーダンス角は同じで、百分率インピーダンスが $A=5\%$ 、 $B=10\%$ である。総負荷電流の分担として最も適切なものはどれか。

ア：Aが約 $1/3$ 、Bが約 $2/3$ を負担する。インピーダンスの大きい方が多く負担する。

イ：AとBが必ず $1/2$ ずつ負担する。定格容量が等しいためインピーダンスは無関係である。

ウ：Aが全負荷を負担し、Bには電流が全く流れない。

エ：Aが約 $2/3$ 、Bが約 $1/3$ を負担する。電流はインピーダンスに反比例して分担する。

答え・解説

正答：エ

ア：逆である。

イ： $\%Z$ が異なるため等分担にはならない。

ウ：有限インピーダンスなのでBにも流れる。

エ： $I_A:I_B=Z_B:Z_A=10:5=2:1$ 。

総合解説： $\%Z$ の差が大きいと一方の過負荷につながるため、並行運転ではインピーダンス整合が重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0061

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：標準

並行運転する2台の変圧器で百分率インピーダンスの大きさは等しいが、 X/R 比が大きく異なる。この場合に起こり得る現象として最も適切なものはどれか。

ア：総電流の大きさだけでなく各変圧器の有効・無効電流分担が不均等となり、力率も異なる可能性がある。

イ：インピーダンスの大きさが同じなら、どのような負荷でも有効・無効電力まで完全に等分される。

ウ： X/R 比は短絡時だけに意味があり、並行運転には全く関係しない。

エ： X/R 比が違っていると必ず二次電圧の周波数が異なる。

答え・解説

正答：ア

ア：インピーダンス角の差により電流フェーザの分担が変わる。

イ：大きさだけの一致では十分でない。

ウ：負荷分担の位相にも影響する。

エ：周波数は共通電源で同じである。

総合解説：変圧器並行運転では%Zだけでなくインピーダンス角も近いことが望ましい。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0062

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：標準

三相変圧器の Δ 結線巻線が持つ代表的な利点の一つとして最も適切なものはどれか。

ア：第3調波電流を完全に消滅させ、巻線内にも流れなくする。

イ：第3調波など零相性の調波電流に閉路を与え、線路側へ流出しにくくして相電圧波形のひずみを抑える。

ウ： Δ 結線にすると励磁電流は常に0になる。

エ： Δ 結線では相電圧と線間電圧の位相差が全くなくなるため高調波がなくなる。

答え・解説

正答：イ

ア：消滅ではなく内部循環経路を与える。

イ： Δ 内を循環する経路ができることがポイントである。

ウ：励磁電流は必要である。

エ：高調波抑制の理由は位相差消失ではない。

総合解説：三相変圧器の結線は電圧変換だけでなく、零相・高調波・地絡特性にも影響する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0063

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：標準

三相変圧器のY-ΔまたはΔ-Y結線について、一次側と二次側の線間電圧の位相関係として一般に正しいものはどれか。

ア：必ず90°の位相変位が生じる。

イ：必ず180°反転する。

ウ：結線群に応じて30°の位相変位が生じる。

エ：YとΔを組み合わせても位相変位は0°に固定される。

答え・解説

正答：ウ

ア：90°ではない。

イ：極性反転とは別である。

ウ：YとΔの相電圧・線間電圧関係から30°の位相差が生じる。

エ：結線群によって30°単位の位相変位をもつ。

総合解説：並行運転では結線群・位相変位の一致が不可欠である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0064

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：応用

同容量の単相変圧器3台で構成したΔ結線バンクのうち1台を外し、残る2台をV結線として三相負荷へ供給する。各変圧器の定格を超えない範囲で、V結線バンクの容量は元のΔ結線バンク容量の何%程度か。

ア：約66.7%。単純に3台から2台へ減った比だけで決まる。

イ：約86.6%。 $\sqrt{3}/2$ をそのまま百分率とする。

ウ：100%。2台でも元の3台分を常に供給できる。

エ：約57.7%。V結線容量は同じ単体容量2台で $\sqrt{3}S$ 、元のΔは3Sとなる。

答え・解説

正答：エ

ア：単純な台数比では各変圧器の電流関係を反映できない。

イ：0.866は別の比である。

ウ：各単体定格を超えずに元容量100%は供給できない。

エ： $\sqrt{3}/3=1/\sqrt{3}\approx 0.577$ 。

総合解説：V結線は故障時応急供給などに使えるが、設備利用率や電圧変動に制約がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0065

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：応用

負荷時タップ切換変圧器(OLTC付き変圧器)の主な目的として最も適切なものはどれか。
ア：負荷を供給したまま変圧比を段階的に調整し、系統・負荷側電圧を所定範囲に維持する。
イ：負荷電流を遮断してからしかタップを切り換えられないため、無負荷時だけ電圧調整する。
ウ：周波数を変えて二次電圧を調整する。
エ：変圧器の百分率インピーダンスを運転中に0へする。

答え・解説

正答：ア

ア：負荷時でもアークを適切に処理しながらタップを切り換える機構を持つ。
イ：これは無電圧タップ切換器の説明に近い。
ウ：周波数は系統共通である。
エ：漏れインピーダンスを0にはできない。
総合解説：OLTCは送配電系統の電圧管理で重要な設備である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0066

誘導機・変圧器 > 変圧器の電圧変動・並行運転・結線 | 難易度：標準

単巻変圧器を同容量・近い変圧比の二巻線変圧器と比較した一般的特徴として最も適切なものはどれか。
ア：一次・二次間が完全に電氣的絶縁されるため安全隔離用途に最適である。
イ：銅・鉄材料を節約して小形・高効率にしやすいが、一次・二次間の電氣的絶縁を得られない。
ウ：共通巻線を使うため変圧作用がなく、電圧変換できない。
エ：必ず二巻線変圧器より漏れインピーダンスが大きく、短絡電流が小さくなる。

答え・解説

正答：イ

ア：電氣的に接続されている。
イ：一部巻線を共用するため材料節約が可能だがガルバニック絶縁はない。
ウ：変圧比に応じた電圧変換は行える。
エ：一般に漏れインピーダンスは小さくなりやすく、短絡電流増大に注意する。
総合解説：単巻変圧器は変圧比が1に近い大容量設備で経済性が高いが、絶縁・保護面の検討が必要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0067

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：基礎

実効値100 Vの正弦波交流を理想ダイオードの単相全波ブリッジで抵抗負荷へ整流する。平均出力電圧として最も近いものはどれか。

ア：約141 V。交流の波高値をそのまま平均値とする。

イ：約63.7 V。半波整流の平均値を使う。

ウ：約90.0 V。 $V_{dc}=2V_m/\pi \approx 0.900V_{rms}$ を用いる。

エ：100 V。実効値と整流平均値を同一とみなす。

答え・解説

正答：ウ

ア：141 Vは波高値である。

イ：半波整流では V_m/π 。

ウ： $0.9 \times 100=90$ V。

エ：実効値と平均値は異なる。

総合解説：理想全波整流の平均値と波形・実効値を区別する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0068

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：基礎

50 Hzの単相交流を全波整流したとき、整流出力の基本的なリプル繰返し周波数は何Hzか。

ア：25 Hz。全波整流で周波数が半分になる。

イ：50 Hz。波形の極性だけ変わり山の数は変わらない。

ウ：200 Hz。ブリッジのダイオード4個を周波数へ掛ける。

エ：100 Hz。正負両半周期を同じ極性へ折り返すため1周期に2山となる。

答え・解説

正答：エ

ア：半分にはならない。

イ：全波整流では各半周期が正側パルスになる。

ウ：素子数とリプル周波数を直接掛けない。

エ： $2 \times 50=100$ Hz。

総合解説：平滑コンデンサやフィルタ設計ではリプル周波数が重要な基礎量となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0069

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：基礎

単相ブリッジ整流回路の直流側に十分大きなリアクトルを直列接続し、電流がほぼ一定の周期定常状態となっている。リアクトル両端電圧の1周期平均値として最も適切なものはどれか。
ア：0 V。定常周期ではインダクタ電流が1周期後に元へ戻るため、 $\int v_L dt = L \Delta i = 0$ となる。
イ：常に交流電源の実効値と等しい。
ウ：常に負荷抵抗電圧と等しく正である。
エ：無限大V。インダクタンスが大きいほど平均電圧も無限大になる。

答え・解説

正答：ア

ア：周期定常条件から平均インダクタ電圧は0である。
イ：瞬時電圧は変化するが平均値は実効値と同じではない。
ウ：正負の電圧区間があり平均0となる。
エ：Lが大きくても定常平均電圧は0。
総合解説：2025年度二次試験でも大リアクトルを持つ単相ブリッジ回路の平均値・波形が扱われた。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0070

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：標準

実効値100 Vの単相交流を理想ブリッジ整流し、直流側に十分大きな平滑コンデンサを接続した。負荷が非常に軽くリップルを無視できるとき、直流電圧として最も近いものはどれか。
ア：約90 V。抵抗負荷の整流平均値に固定される。
イ：約141 V。コンデンサは整流波形の波高値 $\sqrt{2} \times 100$ V近くまで充電される。
ウ：約70.7 V。実効値を $\sqrt{2}$ で割る。
エ：約200 V。ブリッジで電圧が2倍になる。

答え・解説

正答：イ

ア：大容量コンデンサ入力では無負荷に近いほど波高値へ近づく。
イ： $100 \sqrt{2} \approx 141$ V。
ウ：逆の換算である。
エ：通常のブリッジ整流だけでは倍電圧にならない。
総合解説：コンデンサ平滑は直流電圧を高く保つ一方、入力電流が尖り力率・高調波に影響する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0071

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：標準

三相線間実効電圧200 Vを理想6パルスダイオードブリッジで整流し、直流電流が連続している。平均直流電圧を $V_{dc} \approx 1.35V_{LL}$ とすると最も近い値はどれか。

ア：約156 V。200 / $\sqrt{3}$ をさらに1.35倍せず用いる。

イ：約200 V。整流しても平均値は線間実効値と同じとする。

ウ：約270 V。

エ：約382 V。200 $\sqrt{3} \times 1.10$ など無関係な係数を使う。

答え・解説

正答：ウ

ア：線間電圧基準の式を使う。

イ：整流平均値は一般に V_{LL} と同値ではない。

ウ： $1.35 \times 200 = 270$ V。

エ：式に合わない。

総合解説：三相6パルス整流は大容量直流電源やコンバータの基本回路である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0072

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：標準

実効値200 Vの単相交流を理想サイリスタ全制御ブリッジで整流し、直流電流が十分連続している。点弧角 $\alpha = 60^\circ$ のとき、 $V_{dc} \approx 0.900V_{rms} \cos \alpha$ として平均直流電圧はいくらか。

ア：約180 V。点弧角を無視して $\alpha = 0$ とする。

イ：約156 V。 $\cos$ ではなく $\sin 60^\circ$ を掛ける。

ウ：約45 V。 $\cos 60^\circ$ を二回掛ける。

エ：約90 V。

答え・解説

正答：エ

ア： $\alpha = 0$ なら180 V。

イ：式は $\cos \alpha$ である。

ウ：二重に掛けない。

エ： $0.9 \times 200 \times 0.5 = 90$ V。

総合解説：連続電流の全制御整流器では点弧角により平均直流電圧を制御でき、 $\alpha > 90^\circ$ では条件次第で逆変換領域となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0073

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：標準

誘導性負荷を電力変換器で駆動するときに設けるフリーホイールダイオードの主な役割として最も適切なものはどれか。

ア：スイッチがオフした後もインダクタ電流の経路を確保し、過大な逆起電圧を抑えて電流を連続させる。

イ：スイッチオフ時にインダクタ電流を瞬時に0へ強制する。

ウ：交流電源の周波数を2倍にする。

エ：負荷抵抗を自動的に0 Ω へする。

答え・解説

正答：ア

ア：インダクタ電流は急変できないため還流経路が必要である。

イ：電流を瞬時に0へすると大きな過電圧が生じる。

ウ：周波数変換が主目的ではない。

エ：負荷抵抗を変える素子ではない。

総合解説：還流ダイオードはチョッパ・インバータ・整流回路の誘導性負荷で基本的な保護・波形成形要素となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0074

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：標準

理想的な単相全波ブリッジ整流器に実効値100 Vの正弦波を加える。抵抗負荷とし、各ダイオードが必要とする繰返し逆電圧の基本的な最低値は、少なくとも何V程度以上を考えるべきか。

ア：約70.7 V以上。実効値を $\sqrt{2}$ で割る。

イ：約141 V以上。ブリッジ各素子の逆電圧は交流波高値程度となる。

ウ：約282 V以上が理論上必ず必要。センタタップ全波と同じ2Vmをそのまま適用する。

エ：約100 V以上で十分。実効値をそのまま最大逆電圧とみなす。

答え・解説

正答：イ

ア：逆の換算である。

イ： $V_m = \sqrt{2} \times 100 \approx 141$ V。

ウ：単相ブリッジでは基本PIVはVm程度で、センタタップ形と混同しない。

エ：最大値は実効値より大きい。

総合解説：実機設計ではサージやディレーティングを考え、理論最低値より余裕のある耐圧を選ぶ。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0075

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：応用

大容量平滑コンデンサを持つ単相ダイオード整流器を商用電源へ直接接続したときの入力電流について最も適切な説明はどれか。

ア：入力電流は常に完全な正弦波で、総合力率は必ず1になる。

イ：平滑コンデンサを大きくするほど入力電流も完全な直流になり、交流側には電流が流れない。

ウ：交流電圧がコンデンサ電圧を上回る付近に充電電流が集中し、ピークの大きい非正弦波電流となって高調波・力率悪化の要因になる。

エ：ダイオード整流ではスイッチング素子がないため高調波は原理的に発生しない。

答え・解説

正答：ウ

ア：電流波形ひずみにより総合力率は低下し得る。

イ：交流側からエネルギー供給を受けるので電流は流れる。

ウ：コンデンサは波高付近で再充電されるためパルス状電流となる。

エ：非線形負荷であるため高調波を生じる。

総合解説：高調波対策ではリアクトル、PFC、アクティブフィルタ等が用いられる。2023年度二次試験では能動フィルタが扱われた。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0076

パワーエレクトロニクス > 整流回路・波形 | 難易度：応用

直流リンクから交流系統へ回生電力を返しつづ、交流側電流波形や力率も制御したい。適切な回路方式として最も適切なものはどれか。

ア：単純な無制御ダイオードブリッジだけを用いれば、直流側から交流側へ自由に電力を返せる。

イ：平滑コンデンサだけを大きくすれば、ゲート制御なしで回生できる。

ウ：交流入力に抵抗を直列接続すれば、直流から交流へ電力変換できる。

エ：自己消弧形半導体素子を用いるPWM能動整流器など、双方向電力制御が可能な変換器を用いる。

答え・解説

正答：エ

ア：ダイオードブリッジは通常、交流→直流の一方方向電力流となる。

イ：コンデンサはエネルギー蓄積要素であり電力方向を能動制御しない。

ウ：抵抗はエネルギーを消費するだけで逆変換を行わない。

エ：PWM変換器は電流位相と直流電圧を制御し双方向電力フローを実現できる。

総合解説：回生可能な電動機ドライブではフロントエンドを能動整流器とする方式が用いられる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0077

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：基礎

電圧形インバータ(VSI)の直流リンク側の基本的特徴として最も適切なものはどれか。

ア：大容量コンデンサなどにより直流電圧を比較的硬い電圧源として保ち、スイッチングで交流電圧を生成する。

イ：大容量リアクトルだけで直流電流を一定にし、電圧は自由に変動させることが定義である。

ウ：直流リンクを持たず、交流周波数を機械的接点だけで変える。

エ：出力電圧は直流電圧に無関係で、PWMにも依存しない。

答え・解説

正答：ア

ア：VSIは直流電圧源を前提とし、DCリンクコンデンサが重要な役割を持つ。

イ：これは電流形インバータ(CSI)の特徴に近い。

ウ：一般的なVSIはDCリンクを持つ。

エ：出力基本波は直流電圧と変調に依存する。

総合解説：現在の可変速ドライブではIGBT等を用いた電圧形PWMインバータが広く用いられる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0078

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：基礎

電流形インバータ(CSI)の特徴として最も適切なものはどれか。

ア：直流側にコンデンサだけを置き電圧を一定にすることがCSIの定義である。

イ：直流側に大きなリアクトルを設けて直流電流を比較的一定に保ち、その電流を交流側へ転流する。

ウ：出力電流は負荷に無関係で常に0 Aとなる。

エ：電流形でもスイッチング素子は不要である。

答え・解説

正答：イ

ア：これはVSIの特徴に近い。

イ：大きなDCリアクトルにより電流源的なリンクを構成する。

ウ：電流を供給するため0ではない。

エ：電力変換にはスイッチング素子を用いる。

総合解説：VSIとCSIはDCリンクの性質と出力制御量の違いを整理して理解する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0079

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：基礎

直流電圧Vdcを入力とする理想単相フルブリッジインバータで、対角のスイッチを交互にオンする矩形波動作を行う。負荷端子電圧の主な2レベルとして正しいものはどれか。

ア：+Vdc/2 と -Vdc/2だけ。これは単相ハーフブリッジの代表的レベルである。

イ：0 と +2Vdc。

ウ：+Vdc と -Vdc。

エ：常に+Vdcで極性反転しない。

答え・解説

正答：ウ

ア：ハーフブリッジとの混同。

イ：直流電源を2倍する回路ではない。

ウ：フルブリッジでは負荷の両端を反転接続できるため±Vdcを得る。

エ：インバータは極性を切り換えて交流を生成する。

総合解説：ブリッジ構成と出力電圧レベルの関係はPWM波形を考える基礎になる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0080

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：標準

単相フルブリッジを高周波バイポーラPWMで駆動し、1スイッチング周期内で+Vdcの時間割合をD、-Vdcを1-Dとする。Vdc=400 V、D=0.75のとき1周期平均出力電圧はいくらか。

ア：+300 V。D×Vdcだけで負側期間を無視する。

イ：-200 V。Dと1-Dを逆に扱う。

ウ：+400 V。平均値はデューティ比に関係なく直流電圧と等しい。

エ：+200 V。vavg=(2D-1)Vdcで求める。

答え・解説

正答：エ

ア：負側電圧の寄与を引く必要がある。

イ：符号が逆である。

ウ：PWM平均値はDで変わる。

エ：(1.5-1)×400=200 V。

総合解説：平均値モデルはインダクタを含む負荷の低周波応答や制御設計で有用である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0081

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：標準

正弦波PWMインバータで変調率 m を線形変調範囲内で増加させるとき、出力基本波成分の一般的な変化として最も適切なものはどれか。

ア：基本波電圧振幅は m にほぼ比例して増加する。

イ： m を増やすほど基本波電圧は必ず減少する。

ウ：基本波は m に無関係で直流電圧だけで固定される。

エ：線形範囲でも m を少し変えるだけで周波数が2倍になる。

答え・解説

正答：ア

ア：線形SPWMでは基本波振幅を変調率で連続制御できる。

イ：逆の関係である。

ウ：変調率が主要な制御量である。

エ：基本周波数は変調波周波数で決まり、振幅変調率とは別。

総合解説：SPWMでは出力周波数と基本波電圧を独立に設計しやすい。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0082

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：標準

PWMインバータのキャリア周波数を高くした場合の一般的なトレードオフとして最も適切なものはどれか。

ア：電流リプルとスイッチング損失の両方が必ず同時に大幅減少する。

イ：電流リプルや可聴域騒音を低減しやすい一方、スイッチング回数増加によりスイッチング損失が増えやすい。

ウ：キャリア周波数を上げると基本波周波数も必ず同じ倍率で上昇する。

エ：スイッチング損失は周波数と無関係なので、無限に高くするのが常に最適である。

答え・解説

正答：イ

ア：損失は増える側が一般的。

イ：高周波化は波形改善に有利だが損失・EMI・素子能力の制約がある。

ウ：基本波周波数は別の指令量。

エ：実機には損失・ dv/dt ・EMIなどの制約がある。

総合解説：キャリア周波数は波形品質、効率、騒音、熱設計を同時に考えて選定する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0083

パワーエレクトロニクス＞インバータ・PWM | 難易度：標準

インバータの同一アーム上下スイッチにデッドタイムを設ける理由と副作用の組合せとして最も適切なものはどれか。

ア：出力周波数を自動的に2倍にするためで、副作用は直流電圧が0になること。

イ：デッドタイム中に上下スイッチを同時オンして損失を減らすためである。

ウ：上下同時オンによる直流短絡を防ぐためで、出力電圧誤差や低速時の波形ひずみを生じることがある。

エ：モータの機械的慣性を増やすためで、電気波形には影響しない。

答え・解説

正答：ウ

ア：目的が異なる。

イ：同時オンを避けるための非重複時間である。

ウ：シュートスルー防止が目的で、電流方向に依存した電圧誤差が生じ得る。

エ：電氣的制御上の時間であり波形に影響する。

総合解説：高性能ドライブではデッドタイム補償を行い低速トルクや電流波形を改善する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0084

パワーエレクトロニクス＞インバータ・PWM | 難易度：標準

正弦波PWMで変調指令を線形範囲を超えて大きくし、過変調領域へ入った場合の一般的な現象として最も適切なものはどれか。

ア：変調率との比例関係は無限に維持され、高調波は完全に0になる。

イ：出力電圧は急に直流だけとなり交流成分が消える。

ウ：過変調にするとスイッチング損失も銅損も必ず0になる。

エ：基本波電圧と変調率の比例関係が崩れ、波形が矩形波に近づいて低次高調波が増えやすい。

答え・解説

正答：エ

ア：線形範囲の外では比例性が崩れる。

イ：交流出力は残る。

ウ：損失が0になることはない。

エ：キャリア比較が飽和し、線形PWMから矩形波動作へ近づく。

総合解説：高電圧利用率を得たい場面では過変調を使うことがあるが、波形品質とのトレードオフがある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0085

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：応用

交流系統に接続したPWMコンバータで、直流リンク側から交流系統へ回生電力を送りたい。基本的な制御の考え方として最も適切なものはどれか。

ア：系統電圧に対する交流電流の位相・大きさを制御し、有効電力の符号を交流側へ送電する向きに設定する。

イ：直流リンク電圧を0 Vにすれば自動的に最大回生となる。

ウ：交流電流位相は有効電力と無関係なので、任意でよい。

エ：ダイオードだけの無制御ブリッジと全く同じ制御で双方向化できる。

答え・解説

正答：ア

ア：dq制御などで有効・無効電流成分を制御し電力方向を変えられる。

イ：直流電圧を維持しながら電力制御する必要がある。

ウ：交流のPは電圧・電流位相と関係する。

エ：能動スイッチングが必要である。

総合解説：回生可能ドライブでは交流側力率制御と直流リンク電圧制御を両立させることが多い。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0086

パワーエレクトロニクス > インバータ・PWM | 難易度：応用

電圧形インバータのDCリンクコンデンサの役割として最も適切なものはどれか。

ア：交流出力周波数を機械的に決める回転部品として働く。

イ：直流電圧のリプルを抑え、入力側とインバータ側の瞬時電力差を一時的に吸収・供給するエネルギーバッファとして働く。

ウ：モータの回転磁界を直接発生するため、インバータのスイッチングは不要になる。

エ：直流リンク電圧を常に0へクランプする。

答え・解説

正答：イ

ア：回転部品ではない。

イ：コンデンサのエネルギー $1/2CV^2$ が瞬時電力差を緩衝する。

ウ：交流生成はスイッチングブリッジが行う。

エ：所定のDC電圧を維持する側に働く。

総合解説：急峻な回生や負荷変動時にはDCリンク電圧上昇・低下を管理する必要がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0087

パワーエレクトロニクス＞インバータ・PWM | 難易度：標準

交流電動機のベクトル制御（磁界方向制御）の基本的な狙いとして最も適切なものはどれか。
ア：三相電流を全て同相にして回転磁界を消す。
イ：電流の大きさだけを測り位相情報を使わずに常に最適トルクを得る。
ウ：回転座標系で電流を磁束成分とトルク成分に分け、直流機のように独立性の高い高速トルク制御を実現する。
エ：インバータを使わず商用周波数固定でのみ成立する制御である。

答え・解説

正答：ウ

ア：回転磁界が必要である。
イ：位相・座標変換情報が重要。
ウ：dq軸変換等を用いて磁束・トルクに対応する成分を制御する。
エ：可変周波数・可変電圧インバータとの組合せで使われる。
総合解説：高性能誘導機・PMSM駆動では電流ベクトルの方向を制御することが中心になる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0088

パワーエレクトロニクス＞インバータ・PWM | 難易度：応用

三相2レベルインバータで、同じ直流リンク電圧からより大きい線形領域の基本波電圧を得たい。正弦波PWM(SPWM)と空間ベクトルPWM(SVPWM)の比較として最も適切なものはどれか。
ア：SPWMだけが直流電圧を利用でき、SVPWMでは基本波出力が0になる。
イ：両者はスイッチング状態の選び方が完全に同一で、電圧利用率も必ず同じである。
ウ：SVPWMは三相インバータに使用せず、単相抵抗負荷専用である。
エ：SVPWMは零ベクトルの配置等を利用し、一般にSPWMより直流電圧利用率を高められる。

答え・解説

正答：エ

ア：SVPWMも直流電圧から交流を生成する。
イ：変調方式と零相成分の扱いが異なる。
ウ：三相インバータで代表的な変調法である。
エ：SVPWMは三相電圧ベクトルを直接扱い、線形範囲を有効利用できる。
総合解説：変調方式の選択は電圧利用率、高調波、スイッチング回数、実装複雑度に影響する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0089

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：基礎

理想降圧チョッパで入力電圧200 V、デューティ比 $D=0.40$ 、連続電流とする。平均出力電圧はいくらか。

ア：80 V。 $V_o=DV_{in}$ を用いる。

イ：500 V。 V_{in}/D とする。

ウ：120 V。 $(1-D)V_{in}$ を出力とする。

エ：200 V。デューティ比に関係なく入力と同じとする。

答え・解説

正答：ア

ア： $0.4 \times 200 = 80$ V。

イ：これは昇圧的な誤式。

ウ：オフ期間の割合ではない。

エ：降圧チョッパの平均値は D で制御される。

総合解説：降圧チョッパはDCモータ電機子電圧制御などの基本回路である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0090

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：基礎

入力100 Vの理想昇圧コンバータを定常連続導通で運転し、スイッチON率を0.50とした。損失を無視したとき、出力側直流電圧の理論値として正しいものはどれか。

ア：50 V。 $V_o=DV_{in}$ とする。

イ：200 V。 $V_o=V_{in}/(1-D)$ を用いる。

ウ：100 V。昇圧しても入力と同じとする。

エ：150 V。 $V_{in}(1+D)$ とする。

答え・解説

正答：イ

ア：これは降圧チョッパの式。

イ： $100/0.5 = 200$ V。

ウ：昇圧動作なので入力より高い。

エ：基本式ではない。

総合解説：昇圧チョッパではオン期間にインダクタへ蓄えたエネルギーをオフ期間に入力と合わせて出力へ供給する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0091

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：基礎

理想降圧チョッパで $V_{in}=200\text{ V}$ 、 $V_o=100\text{ V}$ 、スイッチング周波数 10 kHz 、 $L=2.0\text{ mH}$ とする。
オン時間中のインダクタ電流増加分 ΔI （ピーク・ツー・ピークの増加量部分）として最も近いものはどれか。デューティ比は V_o/V_{in} とする。
ア： 5.0 A 。オン時間を $100\text{ }\mu\text{s}$ として扱う。
イ： 0.25 A 。 mH から H への換算を一桁誤る。
ウ： 2.5 A 。 $T_{on}=50\text{ }\mu\text{s}$ 、 $\Delta I=(V_{in}-V_o)T_{on}/L$ で求める。
エ： 50 A 。周波数を周期へ変換せず直接掛ける。

答え・解説

正答：ウ

ア： T_{on} は周期の半分である。
イ： $2\text{ mH}=0.002\text{ H}$ 。
ウ： $D=0.5$ 、 $T=100\text{ }\mu\text{s}$ 、 $T_{on}=50\text{ }\mu\text{s}$ なので $100\times 50\text{e-}6/0.002=2.5\text{ A}$ 。
エ：周波数は周期の逆数である。
総合解説：2024年度二次試験でもチョッパのインダクタ電圧・電流リプルが扱われた。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0092

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：標準

DCモータを正転・逆転の双方で力行・回生させたい。適切な直流チョッパ構成として最も適切なものはどれか。
ア：単純な一象限降圧チョッパだけで、電圧・電流の両符号を自由に変えられる。
イ：抵抗器だけを直列に入れば、回生電力を電源へ戻せる。
ウ：ダイオード1個だけで正転・逆転・力行・回生を全て実現できる。
エ：Hブリッジ形など、出力電圧と電流の符号を双方制御できる四象限チョッパを用いる。

答え・解説

正答：エ

ア：一象限回路では制御できる符号が限られる。
イ：抵抗制動は回生ではなく熱消費である。
ウ：単一ダイオードでは能動的な四象限制御はできない。
エ：四象限動作には双方向の電圧・電流経路が必要である。
総合解説：四象限チョッパはサーボ・牽引・昇降機など可逆駆動の基本回路である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0093

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：標準

他励直流電動機で界磁磁束を一定に保ち、チョッパで平均電機子電圧を低下させた。負荷トルクが同程度で電機子電圧降下を含めても定常運転が成立する場合、一般的な速度変化として最も適切なものはどれか。

ア：逆起電力が低下するため回転速度も低下する。

イ：磁束一定なら電機子電圧を変えても速度は全く変わらない。

ウ：電機子電圧を低下させるほど速度は必ず上昇する。

エ：速度は交流電源周波数だけで決まり、直流電圧には依存しない。

答え・解説

正答：ア

ア： $E = V - I_a R_a = k \Phi \omega$ なのでV低下は速度低下方向となる。

イ：直流機速度は電機子電圧で制御できる。

ウ：逆である。

エ：直流機には交流同期速度の式を適用しない。

総合解説：ベース速度以下では電機子電圧制御によりほぼ定トルクの速度制御が可能である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0094

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：標準

インバータ駆動電動機が減速時に再生状態となり、交流電源側へ電力を戻せないフロントエンドを使用している。DCリンク過電圧を抑える代表的な方法として最も適切なものはどれか。

ア：DCリンクコンデンサを短絡して電圧を0に固定する。

イ：ブレーキチョッパで制動抵抗へエネルギーを逃がし、熱として消費する。

ウ：モータ電流を増やせば再生エネルギーが消滅するので保護は不要である。

エ：無制御ダイオード整流器を逆向きに通電させれば自動的に系統へ回生できる。

答え・解説

正答：イ

ア：コンデンサ短絡は危険である。

イ：回生電力を抵抗で消費しDC電圧上昇を抑える方式が一般的である。

ウ：エネルギー保存則に反する。

エ：ダイオードブリッジは通常逆方向へ電力を返せない。

総合解説：頻繁な回生が必要なら能動フロントエンド等で系統回生する方式が効率面で有利になる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0095

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：標準

商用交流から三相誘導電動機を広範囲に可変速駆動する一般的なAC-DC-AC方式のエネルギー変換順序として最も適切なものはどれか。

ア：変圧器だけで周波数も任意に変換してモータへ供給する。

イ：交流を一度機械回転へ変えてから整流し、最後に固定周波数へ戻すことが必須である。

ウ：整流器で交流を直流へ変換し、DCリンクで平滑・蓄積した後、PWMインバータで可変電圧・可変周波数交流を生成する。

エ：DCリンクを設けると周波数制御できなくなるため、必ず除去する。

答え・解説

正答：ウ

ア：変圧器は周波数を変換しない。

イ：機械変換は必須ではない。

ウ：代表的なVVVFインバータドライブの構成である。

エ：DCリンクは入力側と出力側をエネルギー的に分離し制御を容易にする。

総合解説：AC-DC-AC方式では出力周波数をモータ速度指令に応じて制御できる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0096

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：標準

界磁磁束一定の直流電動機ドライブで、コンバータの電機子電流上限を設定することが機械系保護にも有効な理由として最も適切なものはどれか。

ア：トルクは回転速度の二乗だけで決まり電流に無関係だからである。

イ：電流を制限すると磁束が必ず無限大になり、トルクが一定になるからである。

ウ：電流上限は半導体素子保護だけに係し、モータトルクには影響しない。

エ： $T=k\phi I_a$ より、磁束一定なら電機子電流を制限することで電磁トルクを直接制限できる。

答え・解説

正答：エ

ア：電流はトルク発生の主要因である。

イ：磁束一定条件に反する。

ウ：機械負荷への衝撃や軸トルクも抑えられる。

エ：直流機では電流とトルクの比例性が高い。

総合解説：交流電動機のベクトル制御でもトルク電流成分を制限する考え方が対応する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0097

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：応用

蓄電池とインバータDCリンクの間で、充電・放電の双方を制御しつつDCリンク電圧と蓄電池電流を管理したい。適切な電力変換器として最も適切なものはどれか。

ア：同期整流型の双方向昇降圧DC-DCコンバータなど、電力流の方向を能動的に切り換えられる回路を用いる。

イ：一方向ダイオードだけの降圧回路を用いれば、同じ経路で自由に充放電できる。

ウ：抵抗器だけを直列に入れば、電圧変換と回生の両方を高効率で行える。

エ：変圧器単体を直流へ直接接続すれば、スイッチングなしで双方向DC電圧変換できる。

答え・解説

正答：ア

ア：双方向スイッチングにより電力の向きと電流を制御できる。

イ：ダイオードだけでは電力方向が制限される。

ウ：抵抗では損失が大きく電圧制御も限定的。

エ：変圧器は直流定常状態では変圧作用を行わない。

総合解説：EV、蓄電システム、回生ドライブでは双方向DC-DCがDCリンクと蓄電デバイスの電圧整合に使われる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0098

パワーエレクトロニクス > コンバータ・チョッパ・電動機駆動 | 難易度：応用

理想昇圧チョッパが連続電流モードで $V_{in}=150\text{ V}$ から $V_o=300\text{ V}$ を得ている。入力電圧が 120 V へ低下したが $V_o=300\text{ V}$ を維持したい。理想式 $V_o=V_{in}/(1-D)$ に基づく新しいデューティ比 D はどれか。

ア：0.40。 V_{in}/V_o をそのまま D とする。

イ：0.60。 $1-D=120/300=0.40$ より求める。

ウ：0.50。入力電圧が変わっても元のデューティ比を固定する。

エ：1.50。 V_o/V_{in} を D とする。

答え・解説

正答：イ

ア：これはオフ期間比 $1-D$ である。

イ： $D=1-0.4=0.6$ 。

ウ：元の $150 \rightarrow 300$ では $D=0.5$ だが、入力低下時は増やす必要がある。

エ：デューティ比は $0 \sim 1$ の範囲で扱う。

総合解説：昇圧コンバータは入力変動に応じてデューティ比を制御し、出力電圧を維持する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0099

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：基礎

単位負帰還系で前向き伝達関数が $G(s)=10/(s+2)$ である。目標値 $R(s)$ から出力 $Y(s)$ までの閉ループ伝達関数として正しいものはどれか。

ア： $10/(s+12)$ 。 $T=G/(1+G)$ として求める。

イ： $10/(s+2)$ 。負帰還を考慮せず前向き伝達関数をそのまま用いる。

ウ： $10/(s+8)$ 。分母定数から利得10を誤って差し引く。

エ： $(s+2)/(s+12)$ 。分子と分母を逆に扱う。

答え・解説

正答：ア

ア： $G/(1+G)=[10/(s+2)]/[1+10/(s+2)]=10/(s+12)$ である。

イ：閉ループでは分母に $1+G$ が入る。

ウ：負帰還では利得が分母へ加わるため $s+12$ となる。

エ：伝達関数を逆数にする根拠はない。

総合解説：負帰還系の基本式 $T(s)=G(s)/(1+G(s)H(s))$ を使う。 $H=1$ のときは $G/(1+G)$ である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0100

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：基礎

$G1(s)=2/(s+1)$ 、 $G2(s)=3/(s+4)$ の二つのブロックを直列接続した。合成伝達関数として正しいものはどれか。

ア： $5/[(s+1)(s+4)]$ 。分子利得2と3を加える。

イ： $6/[(s+1)(s+4)]$ 。直列接続なので $G1G2$ をとる。

ウ： $6/(2s+5)$ 。分母多項式を展開せず係数だけ加える。

エ： $(s+1)(s+4)/6$ 。合成伝達関数を逆数にする。

答え・解説

正答：イ

ア：直列利得は加算ではなく乗算する。

イ：直列接続の伝達関数は各ブロックの積であり、 $2 \times 3=6$ となる。

ウ：分母は $(s+1)(s+4)$ の積である。

エ：入力から出力への比なので逆数にはしない。

総合解説：直列ブロックは信号が順番に各要素を通るため、全体の伝達関数は各要素の積となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0101

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：基礎

単位負帰還系の開ループ伝達関数が $G(s)=K/[s(s+2)]$ である。閉ループ系の特性方程式として正しいものはどれか。

ア： $s^2+2s-K=0$ 。負帰還なのにKの符号を反対にする。

イ： $s^2+(2+K)s=0$ 。Kをsの係数へ加える。

ウ： $s^2+2s+K=0$ 。 $1+G(s)=0$ を整理する。

エ： $s(s+2)K=0$ 。分母と利得を単純に掛ける。

答え・解説

正答：ウ

ア：負帰還の特性方程式は $1+G=0$ である。

イ：Kは定数項へ加わる。

ウ： $1+K/[s(s+2)]=0$ より、 $s(s+2)+K=0$ である。

エ：開ループ分母と利得の積をゼロにする式ではない。

総合解説：閉ループ安定性は $1+G(s)H(s)=0$ の根で決まる。特性方程式の立式は二次試験制御問題の基礎である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0102

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：基礎

前向き伝達関数 $G(s)=4/(s+1)$ 、フィードバック要素 $H(s)=0.5$ の負帰還系である。R(s)からY(s)までの閉ループ伝達関数はどれか。

ア： $4/(s+1.5)$ 。Hの値だけを分母に足す。

イ： $2/(s+3)$ 。分子にもHを乗じる。

ウ： $4/(s-1)$ 。負帰還を正帰還として扱う。

エ： $4/(s+3)$ 。 $G/(1+GH)$ として求める。

答え・解説

正答：エ

ア：HはGとの積としてループ利得に入る。

イ：目標値から出力までの前向き経路はGでありGHではない。

ウ：負帰還では分母は $1+GH$ である。

エ： $GH=2/(s+1)$ なので、 $G/(1+GH)=4/(s+3)$ となる。

総合解説：非単位フィードバックではH(s)を忘れずにループ利得G(s)H(s)へ含める。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0103

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：標準

制御器 $C(s)$ 、プラント $G(s)$ 、検出器 $H(s)$ からなる負帰還系で、外乱 $D(s)$ がプラント入力に加算される。 $R=0$ としたとき D から Y までの伝達関数として正しいものはどれか。

ア： $G/(1+CGH)$ 。外乱はプラントを通り、ループで抑圧される。

イ： $CG/(1+CGH)$ 。外乱が制御器も通るとみなす。

ウ： $1/(1+CGH)$ 。プラント G の作用を落とす。

エ： $G/(1-CGH)$ 。負帰還を正帰還の符号で扱う。

答え・解説

正答：ア

ア：プラント入力外乱は G を通して出力へ現れ、負帰還により $1+CGH$ で抑えられる。

イ：外乱の加算点が C の後なので C は外乱の前向き経路に含まれない。

ウ：外乱から出力へは G を通る。

エ：負帰還の閉ループ分母は $1+CGH$ である。

総合解説：目標値応答と外乱応答では分子が異なる。加算点の位置をブロック線図から追跡することが重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0104

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：標準

前向き経路に $G1(s)$ と $G2(s)$ が直列、フィードバック経路に $H(s)$ がある単一負帰還系を考える。 R から Y までの伝達関数として正しいものはどれか。

ア： $(G1+G2)/(1+H)$ 。直列要素を加算して扱う。

イ： $G1G2/(1+G1G2H)$ 。直列要素を積にしてから負帰還公式を適用する。

ウ： $G1G2H/(1+G1G2)$ 。検出器 H を前向き分子へ入れる。

エ： $G1G2/(1-G1G2H)$ 。負帰還を正帰還の式で扱う。

答え・解説

正答：イ

ア：直列要素は積である。

イ：前向き伝達関数は $G1G2$ 、ループ伝達関数は $G1G2H$ である。

ウ： H はフィードバック要素であり目標値から出力までの分子には入らない。

エ：負帰還の分母は $1+$ ループ伝達関数である。

総合解説：複雑なブロック線図も、直列部を先にまとめて単一ループの基本形へ落とすと整理しやすい。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0105

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：標準

ブロック $G(s)$ の直前にある引出し点を、 $G(s)$ の直後へ移動したい。元の枝信号を変えないため、移動後の枝に追加すべき要素はどれか。

ア： $G(s)$ 。移動後の枝でもう一度 G を掛ける。

イ： $1+G(s)$ 。閉ループ公式を枝信号に適用する。

ウ： $1/G(s)$ 。 G 通過後の信号から元の入力信号を再現する。

エ： $H(s)$ 。フィードバック要素を無条件に挿入する。

答え・解説

正答：ウ

ア： G を追加すると枝信号は G^2 倍になる。

イ：引出し点移動は閉ループ合成とは別の等価変換である。

ウ：移動後の点では信号が G 倍されているため、枝で $1/G$ を掛ければ元と等価になる。

エ：任意の H を入れる根拠はない。

総合解説：ブロック線図の移動則では、移動前後で各枝の実信号が同じになるよう補償要素を置く。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0106

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：標準

主信号 X と外部信号 D を加算してからブロック $G(s)$ へ入れる構成がある。この加算点を $G(s)$ の後段へ移すとき、 D 側へ付加すべき要素はどれか。

ア： $1/G(s)$ 。 D の寄与を G で割る。

イ： $1-G(s)$ 。負帰還の符号を補うため差し引く。

ウ：要素は不要。加算点はブロックを越えて自由に移動できる。

エ： $G(s)$ 。元の出力 $G(X+D)=GX+GD$ を再現するため D も G 倍する。

答え・解説

正答：エ

ア： $1/G$ では D/G となり等価でない。

イ：加算点移動と負帰還符号は無関係である。

ウ：ブロックを越えると信号の尺度が変わるため補償が必要である。

エ：移動前の D による出力寄与は GD なので、移動後も D 枝へ G を掛ける必要がある。

総合解説：加算点をブロックの前から後へ移すと、横から入る信号にもそのブロックを作用させる必要がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0107

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：標準

$G(s)=5/(s+1)$ 、 $H(s)=0.2$ の負帰還系で、RからYまでの閉ループ伝達関数を $T(s)=G/(1+GH)$ とする。直流ゲイン $T(0)$ はいくらか。

ア：2.5。 $G(0)=5$ 、 $G(0)H(0)=1$ より $5/(1+1)$ である。

イ：5。フィードバックによる定常ゲイン変化を無視する。

ウ：1.0。ループ利得 GH だけを閉ループゲインとする。

エ：0.2。検出器 H のゲインをそのまま出力ゲインとする。

答え・解説

正答：ア

ア： $T(0)=5/(1+5 \times 0.2)=2.5$ である。

イ：閉ループでは分母 $1+GH$ を考慮する。

ウ： GH はループ利得であり目標値から出力までのゲインそのものではない。

エ： H は出力を検出する要素である。

総合解説：定常応答は $s=0$ の伝達関数値で評価できる。非単位帰還では目標値と出力の尺度も意識する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0108

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：標準

負帰還系の感度関数を $S(s)=1/[1+L(s)]$ とする。ある低周波で L が実数9とみなせるとき、 S の値はいくらか。

ア：0.90。 $L/(1+L)$ を感度関数と取り違える。

イ：0.10。 $1/(1+9)=0.10$ であり、パラメータ変動や外乱の影響が低減される。

ウ：9。ループ利得がそのまま感度になる。

エ：10。 $1+L$ を逆数にせず用いる。

答え・解説

正答：イ

ア： $L/(1+L)$ は相補感度関数に対応する。

イ： $S=1/10=0.10$ である。高いループ利得は感度低減に寄与する。

ウ：感度はループ利得そのものではない。

エ：感度関数は $1/(1+L)$ である。

総合解説：負帰還の利点の一つは低周波でループ利得を大きくし、モデル誤差や外乱に対する感度を小さくできることである。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0109

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：応用

単位負帰還系で開ループ伝達関数が $G(s)=K(s+1)/[s(s+2)(s+3)]$ である。閉ループ特性多項式として正しいものはどれか。

ア： s^3+5s^2+6s+K 。 $K(s+1)$ の Ks 項を落とす。

イ： $s^3+(5+K)s^2+6s+K$ 。 K を s^2 係数へ加える。

ウ： $s^3+5s^2+(6+K)s+K$ 。 $s(s+2)(s+3)+K(s+1)$ を展開する。

エ： $s^3+5s^2+(6-K)s-K$ 。負帰還なのに K 項を減算する。

答え・解説

正答：ウ

ア： Ks を含める必要がある。

イ： $K(s+1)$ は $Ks+K$ であり s^2 項を持たない。

ウ： $s(s+2)(s+3)=s^3+5s^2+6s$ で、 $K(s+1)=Ks+K$ を加える。

エ：負帰還では $1+G=0$ より加算する。

総合解説：特性多項式を正確に作れなければRouth判別や根軌跡へ進めないため、因数の展開を丁寧に行う。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0110

自動制御 > 伝達関数・ブロック線図 | 難易度：応用

単位負帰還の前向き経路が $G(s)=4/(s+2)$ で、目標値の直後にプリフィルタ $F(s)=0.5$ を置く。 F はフィードバックループの外側にある。 R から Y までの伝達関数はどれか。

ア： $4/(s+6)$ 。プリフィルタ F を無視する。

イ： $2/(s+4)$ 。 F をループ利得にも含めて分母を変える。

ウ： $4/(s+4)$ 。 F を分子にも分母にも誤って相殺する。

エ： $2/(s+6)$ 。 $F \cdot G/(1+G)$ として求める。

答え・解説

正答：エ

ア： F は目標値経路の外付け要素なので分子に作用する。

イ： F がループ外なら特性方程式は変えない。

ウ： F を相殺できる構造ではない。

エ： $G/(1+G)=4/(s+6)$ に $F=0.5$ を掛けるので $2/(s+6)$ である。

総合解説：ループ外のプリフィルタは目標値応答の分子を整形できるが、内部安定性を決める特性方程式は変えない。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0111

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：基礎

$G(s)=2/(0.5s+1)$ の一次遅れ系に単位ステップを加える。 $t=0.5$ sにおける出力として最も近いものはどれか。

ア：約1.26。 $y=2(1-e^{-t/0.5})$ に $t=0.5$ を代入する。

イ：約0.74。 $2e^{-1}$ だけを出力とする。

ウ：約2.00。時定数経過時に最終値へ完全到達するとみなす。

エ：約0.50。時定数をそのまま出力値とみなす。

答え・解説

正答：ア

ア： $t=T$ で最終値の約63.2%となるため $2 \times 0.632 \approx 1.26$ である。

イ： $2e^{-1}$ は残存差に相当する。

ウ：一次遅れは有限時間で最終値へ厳密には到達しない。

エ：時定数は時間の尺度であり出力値ではない。

総合解説：一次遅れ系の代表応答 $y(t)=K(1-e^{-t/T})$ を使い、時定数の物理的意味も理解する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0112

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：基礎

標準二次系で減衰比 $\zeta=0.5$ 、固有角周波数 $\omega_n=4$ rad/sである。 $0<\zeta<1$ の範囲で2%整定時間を $T_s \approx 4/(\zeta \omega_n)$ と近似すると何秒か。

ア：0.5 s。 ζ / ω_n を整定時間とみなす。

イ：2.0 s。 $4/(0.5 \times 4)$ で求める。

ウ：4.0 s。減衰比 ζ を式から落とす。

エ：8.0 s。 $4\omega_n / \zeta$ と誤って逆算する。

答え・解説

正答：イ

ア： ζ / ω_n はこの近似式ではない。

イ： $T_s \approx 4/2=2$ sである。

ウ： ω_n だけでは減衰の速さを評価できない。

エ：分子・分母を逆にしている。

総合解説：整定時間は極の実部、すなわち $\zeta \omega_n$ に強く支配される。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0113

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：基礎

標準二次系で $\zeta=0.7$ である。最大オーバーシュート比 $M_p=\exp[-\pi \zeta / \sqrt{(1-\zeta^2)}]$ を用いると、 M_p はおよそ何%か。

ア：約70%。減衰比をそのまま百分率とする。

イ：約30%。1- ζ をそのままオーバーシュートとみなす。

ウ：約4.6%。指数部は約-3.08となる。

エ：約0%。 $\zeta<1$ でもオーバーシュートは必ず消えるとする。

答え・解説

正答：ウ

ア： ζ は直接オーバーシュート百分率ではない。

イ：1- ζ は正しい式ではない。

ウ： $\exp(-3.08) \approx 0.046$ なので約4.6%である。

エ： $0<\zeta<1$ の標準二次系には一般にオーバーシュートがある。

総合解説：二次系では ζ が大きいほど一般にオーバーシュートが減少する。式と傾向の両方を押さえる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0114

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：基礎

単位負帰還系で $G(s)=5/[s(s+2)]$ とする。単位ランプ入力に対する定常偏差はいくらか。

ア：0。1型系なのでランプ入力にも偏差ゼロとする。

イ：2.5。速度偏差定数 K_v をそのまま偏差とする。

ウ： ∞ 。積分器があるためランプ入力でも必ず発散するとする。

エ：0.4。 $K_v=\lim_{s \rightarrow 0} sG(s)=5/2=2.5$ より $1/K_v$ である。

答え・解説

正答：エ

ア：1型系で偏差ゼロになるのはステップ入力である。

イ：偏差は K_v の逆数である。

ウ：安定な1型系ではランプ偏差は有限値になる。

エ：1型系の単位ランプ定常偏差は $1/K_v=0.4$ である。

総合解説：開ループの原点極数で系の型を判定し、ステップ・ランプ・放物線入力に対する定常偏差を整理する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0115

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：標準

単位負帰還系で $G(s)=4/(s+1)$ とする。大きさ2のステップ入力に対する定常偏差はいくらか。
ア：0.4。 $K_p=G(0)=4$ より $e_{ss}=2/(1+4)$ である。
イ：0.5。入力2を $K_p=4$ で単純に割る。
ウ：0。負帰還系ならステップ偏差は常にゼロとする。
エ：1.6。閉ループ出力 $2 \times 4/5$ を偏差と取り違える。

答え・解説

正答：ア

ア：0型系のステップ偏差は $A/(1+K_p)$ で、 $2/5=0.4$ である。
イ： $1+K_p$ が分母になる。
ウ：積分器がない0型系では一般に有限偏差が残る。
エ：1.6は出力の定常値であり偏差は $2-1.6=0.4$ である。
総合解説：定常出力と定常偏差を混同しない。目標値 - フィードバック量が偏差である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0116

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：標準

単位負帰還系で $G(s)=10/[s^2(s+3)]$ とする。単位ランプ入力と、 $R(s)=1/s^3$ に対応する単位放物線入力に対する定常偏差の組合せとして正しいものはどれか。
ア：ランプ：0.3、放物線：0。入力次数を逆に扱う。
イ：ランプ：0、放物線：0.3。 $K_a=\lim_{s \rightarrow 0} s^2 G=10/3$ より放物線偏差は $1/K_a$ 。
ウ：ランプ：0、放物線：0。2型系なら全多項式入力で偏差ゼロとする。
エ：ランプ： ∞ 、放物線： ∞ 。積分器があるほど偏差が発散するとする。

答え・解説

正答：イ

ア：2型系ではランプ偏差は0である。
イ：2型系ではステップとランプの偏差は0、放物線偏差は $1/K_a=3/10$ である。
ウ：放物線入力では有限偏差が残る。
エ：積分器は低周波追従性を高める。
総合解説：系の型は定常追従性能を決める。2型系はランプまで偏差ゼロ、放物線では有限偏差となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0117

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：標準

最終値の定理 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$ を用いるための条件として最も適切なものはどれか。

ア：E(s)に極が一つでもあれば使用できない。

イ：入力が必ずステップ信号でなければならない。

ウ：sE(s)の極が右半平面や虚軸上に残らず、原則として左半平面にあること。

エ：系が不安定でも $s \rightarrow 0$ の代入値が有限なら常に使用できる。

答え・解説

正答：ウ

ア：安定な指数応答にも極は存在する。

イ：ランプ等でも条件を満たせば適用できる。

ウ：最終値が存在するためには、最終値定理の安定性条件を満たす必要がある。

エ：不安定極や持続振動極があると最終値が存在しない場合がある。

総合解説：代数的に $s \rightarrow 0$ を代入できても、時間応答が収束しなければ最終値の定理は正しく使えない。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0118

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：標準

一次遅れ系の時定数が $T=0.20$ sである。ステップ応答が最終値の90%に達する時間として最も近いものはどれか。

ア：約0.20 s。1時定数で90%へ達するとする。

イ：約0.14 s。T ln2を用いる。

ウ：約2.0 s。Tを10倍するだけで求める。

エ：約0.46 s。 $1 - e^{-t/T} = 0.9$ より $t = T \ln 10$ である。

答え・解説

正答：エ

ア：1時定数では約63.2%である。

イ：T ln2は約50%到達時間である。

ウ：90%条件は指数式から求める。

エ： $t = 0.2 \times 2.303 \approx 0.46$ sである。

総合解説：63.2%、90%、95%、98%など代表的な一次遅れの到達時間を指数関数から導けることが重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0119

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：標準

固有角周波数を一定とした標準二次系で、 $0 < \zeta < 1$ の範囲において減衰比 ζ を大きくしたときの一般的な変化として最も適切なものはどれか。
ア：オーバーシュートや振動性は小さくなる。
イ：オーバーシュートは必ず増大する。
ウ：減衰振動周波数は必ず固有角周波数より大きくなる。
エ： ζ を大きくすると不安定極が右半平面へ移る。

答え・解説

正答：ア

ア： ζ 増加により指数減衰が強まり、オーバーシュートは減少する。
イ：傾向は逆である。
ウ： $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ なので ω_d は ω_n 以下である。
エ：正の ζ は標準二次系の減衰を増す。
総合解説：速応性と振動抑制にはトレードオフがあり、 ζ は過渡応答形状を決める主要パラメータである。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0120

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：標準

安定な高次系に極 $-1 \pm j3$ と極 -8 がある。零点の影響が小さいとき、過渡応答を主に支配する極として最も適切なものはどれか。
ア： -8 。絶対値が最も大きい極ほど常に支配的になる。
イ： $-1 \pm j3$ 。虚軸に最も近く減衰が遅い複素極である。
ウ：すべての極が同じ強さで支配し、近似は不可能である。
エ： $j3$ だけ。実部を無視して虚部だけを極と考える。

答え・解説

正答：イ

ア： -8 のモードは速く減衰する。
イ：実部 -1 の極は -8 より減衰が遅く、長時間の過渡応答に残りやすい。
ウ：時間尺度が十分分離していれば支配極近似が可能である。
エ：極は複素数全体で扱う。
総合解説：支配極は虚軸からの距離が小さく、減衰の遅い極である。高次系を二次系近似する際の基本となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0121

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：応用

$G(s)=3/(0.6s+1)$ の一次遅れ系に単位ステップを加える。 $t=0+$ における出力の初期傾き dy/dt はいくらか。

ア： 1.8 s^{-1} 。KとTを掛ける。

イ： 0.2 s^{-1} 。T/Kを用いる。

ウ： 5 s^{-1} 。 $y=3(1-e^{-t/0.6})$ なので初期傾きは $3/0.6$ である。

エ： 3 s^{-1} 。定常ゲインKをそのまま傾きとする。

答え・解説

正答：ウ

ア：K/Tが正しい。

イ：T/Kでは逆である。

ウ： $dy/dt=(3/0.6)e^{-t/0.6}$ より $t=0$ で 5 s^{-1} である。

エ：Kは最終値であり傾きではない。

総合解説：一次遅れの初期応答速度はK/Tで決まる。定常ゲインと時定数を分離して理解する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0122

自動制御 > 過渡応答・定常偏差 | 難易度：応用

安定な単位負帰還系で、制御器 $C(s)=K/s$ を用い、プラント $G(s)$ は $G(0)$ が有限かつ0でないとする。プラント入力に一定外乱が加わるとき、理想モデル下の定常出力偏差に関する記述として最も適切なものはどれか。

ア：積分器は高周波利得だけを上げるため、定常外乱には効果がない。

イ：積分器を入れると定常偏差は必ず無限大になる。

ウ：外乱除去には微分器だけが必要で、積分器は不要である。

エ：積分器により低周波ループ利得が無限大となるため、一定外乱による定常偏差を0にできる。

答え・解説

正答：エ

ア：積分器は低周波ゲインを高める。

イ：積分器は偏差を蓄積して補償する。

ウ：微分作用は定常誤差を積分して除去するものではない。

エ：安定性が保たれる範囲で、積分作用は定値信号に対する定常偏差を消す性質を持つ。

総合解説：積分制御は定常偏差低減に有効だが、位相余裕低下や飽和時のウィンドアップなど別の設計課題も生じる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0123

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：基礎

特性多項式 $p(s) = s^3 + 4s^2 + 5s + 2$ をもつ系の安定性として正しいものはどれか。

ア：安定である。三次系の条件 $4 \times 5 > 2$ を満たし、係数も正である。

イ：不安定である。定数項2が正なので右半平面極をもつ。

ウ：限界安定である。 s^2 係数と定数項が異なるため虚軸極をもつ。

エ：係数だけではRouth判別は一切できない。

答え・解説

正答：ア

ア：Routh表第一列はすべて正となり、右半平面極はない。

イ：正の定数項は不安定の根拠ではない。

ウ：虚軸極の条件ではない。

エ：三次多項式は係数からRouth条件を評価できる。

総合解説：三次多項式 $s^3 + a s^2 + b s + c$ では $a > 0, b > 0, c > 0, ab > c$ が安定条件となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0124

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：基礎

特性方程式 $s^3 + 2s^2 + s + K = 0$ の系が安定となるKの範囲として正しいものはどれか。

ア： $K > 2$ 。利得を大きくするほど常に安定になる。

イ： $0 < K < 2$ 。三次系で係数正かつ $2 \times 1 > K$ を満たす。

ウ： $K < 0$ 。定数項を負にすると全根が左半平面になる。

エ： $K = 2$ のみ。等号のときだけ漸近安定になる。

答え・解説

正答：イ

ア： $K > 2$ では第一列に符号変化が生じる。

イ：Routh条件より $K > 0$ かつ $2 > K$ である。

ウ：定数項負では少なくとも一つ正実根を持つ可能性が高い。

エ： $K = 2$ は限界安定条件に相当し漸近安定ではない。

総合解説：制御ゲインを変数とした安定範囲の計算は二次試験で重要な設計型論点である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0125

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：基礎

閉ループ極が $-2 \pm j2$ の一対だけである二次系について、最も適切な記述はどれか。

ア：不安定で、振幅が指数的に増大する。

イ：限界安定で、振幅一定の持続振動となる。

ウ：漸近安定で、減衰振動を示す。実部が負で虚部が0でないためである。

エ：非振動的に単調応答する。

答え・解説

正答：ウ

ア：指数増大は正の実部で起こる。

イ：持続振動は虚軸上の単純極などで現れる。

ウ：負の実部により包絡線は減衰し、虚部により振動成分を持つ。

エ：複素共役極は一般に振動応答を生む。

総合解説：s平面の極位置から安定性と過渡応答を直観的に読み取れることが重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0126

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：基礎

$G(j\omega)=1/(1+j\omega T)$ で $\omega=1/T$ とする。このときのゲインと位相の組合せとして正しいものはどれか。

ア： $|G|=1$ 、位相 $=0^\circ$ 。折点でも低周波近似が完全に成り立つとする。

イ： $|G|=1/2$ 、位相 $=-90^\circ$ 。高周波極限の位相を折点に適用する。

ウ： $|G|=\sqrt{2}$ 、位相 $=+45^\circ$ 。分母要素の効果を逆にする。

エ： $|G|=1/\sqrt{2}$ (約-3 dB)、位相 $=-45^\circ$ 。

答え・解説

正答：エ

ア：折点では既に振幅低下と位相遅れが生じる。

イ： -90° は $\omega=1/T$ の漸近値である。

ウ：一次遅れはゲインを増幅せず位相を遅らせる。

エ： $1/(1+j)$ の大きさは $1/\sqrt{2}$ 、偏角は -45° である。

総合解説：Bode線図の折点で約-3 dB、 -45° という値は一次遅れ要素の基本である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0127

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：標準

積分要素 $G(s)=1/s$ のBode線図について正しいものはどれか。

- ア：ゲイン傾斜-20 dB/dec、位相-90°（積分要素1個の周波数特性）
- イ：ゲイン傾斜+20 dB/dec、位相+90°（微分要素1個の周波数特性）
- ウ：ゲイン0 dB一定、位相0°（定数ゲイン1の周波数特性）
- エ：ゲイン傾斜-40 dB/dec、位相-180°（二重積分要素の周波数特性）

答え・解説

正答：ア

ア： $|1/j\omega|=1/\omega$ なので周波数10倍で20 dB低下し、偏角は-90°である。

イ：これは微分要素sの特性である。

ウ：積分器の大きさは周波数に依存する。

エ：-40 dB/decは二重積分器の傾斜である。

総合解説：積分器一つにつきゲイン傾斜-20 dB/dec、位相-90°が基本寄与となる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0128

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：標準

要素 $1+sT$ がBode線図へ与える高周波側の漸近的な寄与として正しいものはどれか。

- ア：折点以降のゲイン傾斜を-20 dB/decにし、位相を遅らせる。
- イ：折点以降のゲイン傾斜を+20 dB/dec増加させ、位相を進ませる。
- ウ：ゲインには影響せず位相だけを180°反転させる。
- エ：全周波数で定数ゲイン1のみである。

答え・解説

正答：イ

ア：これは一次極の特性である。

イ：左半平面の一次零点は高周波で $|sT|$ に比例し、位相進みを与える。

ウ：一次零点の位相寄与は通常+90°へ漸近する。

エ：高周波では大きさが ωT に比例する。

総合解説：極と零点のBode寄与を符号付きで積み上げると、高次伝達関数の概形を素早く描ける。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0129

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：標準

開ループ周波数応答 $L(j\omega)$ のゲイン余裕を評価する周波数として正しいものはどれか。

ア： $|L|=1$ となるゲイン交差周波数だけで評価し、位相は使わない。

イ： $\omega=0$ だけで評価する。

ウ：位相が -180° となる位相交差周波数であり、そのときの $|L|$ の逆数がゲイン余裕となる。

エ：閉ループ出力が最大になる周波数で必ず評価する。

答え・解説

正答：ウ

ア： $|L|=1$ の周波数では主に位相余裕を評価する。

イ：直流だけでは安定余裕を判断できない。

ウ：ゲイン余裕は位相交差点で、利得を何倍まで増やせるかを示す指標である。

エ：閉ループ共振周波数と位相交差周波数は一般に一致しない。

総合解説：ゲイン余裕と位相余裕はそれぞれ異なる交差周波数で読む。定義の混同を避ける。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0130

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：標準

開ループ $L(j\omega)$ の位相余裕を求める方法として正しいものはどれか。

ア：位相 $=-180^\circ$ の周波数で $|L|$ をdB表示した値そのものを位相余裕とする。

イ： $\omega=0$ での位相角をそのまま位相余裕とする。

ウ：閉ループ極の虚部だけから位相余裕を直接求める。

エ： $|L|=1$ となるゲイン交差周波数で位相 φ を読み、 $180^\circ + \varphi$ を求める。

答え・解説

正答：エ

ア：これはゲイン余裕の評価点と混同している。

イ：低周波位相だけでは安定余裕を表せない。

ウ：一般系で極の虚部だけから直接は決まらない。

エ：ゲイン交差周波数で -180° まで残っている角度が位相余裕である。

総合解説：位相余裕は相対安定度の代表指標であり、一般に大きいほど振動的傾向が弱まる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0131

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：標準

ある負帰還系のゲイン交差周波数で、開ループ位相が -135° であった。位相余裕はいくらか。
ア： 45° 。 $180^\circ - 135^\circ$ で求める。
イ： 135° 。開ループ位相の絶対値をそのまま用いる。
ウ： 315° 。 180° から -135° を符号付きで誤って引く。
エ： 0° 。ゲイン交差点では常に限界安定とする。

答え・解説

正答：ア

ア： $PM = 180^\circ + (-135^\circ) = 45^\circ$ である。
イ：位相余裕は -180° までの余裕角である。
ウ：角度を $0 \sim 360^\circ$ 表記へ変換する必要はない。
エ： $|L| = 1$ だけでは限界安定とは限らない。
総合解説：ゲイン交差点での位相を正確に読み、 -180° までの残り角度を評価する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0132

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：標準

位相進み補償器を適切に設計して直列に挿入する主な目的として最も適切なものはどれか。
ア：低周波利得だけを大きくして定常偏差のみを改善し、位相は遅らせる。
イ：位相余裕を増やし、一般に速応性や帯域を改善する。
ウ：高周波ノイズを積極的に増幅することだけを目的とする。
エ：系の型を必ず2段階増やして定常偏差をゼロにする。

答え・解説

正答：イ

ア：これは位相遅れ補償の典型的狙いに近い。
イ：位相進み補償はゲイン交差付近で正の位相を付加し、相対安定度改善に用いる。
ウ：ノイズ増幅は設計上の副作用になり得るが目的ではない。
エ：一般の位相進み要素は原点積分器を追加しない。
総合解説：補償器は位相余裕・帯域・定常精度のトレードオフを見ながら選ぶ。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0133

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：標準

位相遅れ補償器の代表的な設計目的として最も適切なものはどれか。

ア：必ず位相余裕を大幅に増やし帯域を広げる。

イ：高周波利得を増やしてセンサノイズへの感度を高める。

ウ：低周波域のループ利得を相対的に高めて定常精度を改善しつつ、交差周波数付近への影響を抑える。

エ：積分器を二つ追加して系を必ず2型化する。

答え・解説

正答：ウ

ア：帯域はむしろ低下する場合がある。

イ：高周波ノイズ感度増大は望ましくない。

ウ：遅れ補償は主に低周波性能を改善する手法で、位相遅れの影響は小さく設計する。

エ：一般の遅れ補償は必ず二重積分を含むわけではない。

総合解説：進み補償と遅れ補償の主目的を区別し、必要なら進み遅れ補償を組み合わせる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0134

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：応用

開ループ伝達関数 $L(s)$ が右半平面極を持たない($P=0$)負帰還系を考える。標準的なNyquist判別で閉ループ安定となる条件として最も適切なものはどれか。

ア：Nyquist軌跡が-1を必ず時計回りに1回包囲する。

イ：Nyquist軌跡が原点を必ず1回包囲する。

ウ：開ループが安定なら軌跡に関係なく閉ループも必ず安定である。

エ：Nyquist軌跡が臨界点-1を包囲しない。

答え・解説

正答：エ

ア： $P=0$ で1回包囲すると閉ループ不安定極が生じる。

イ：判別対象の臨界点は原点ではなく-1である。

ウ：負帰還でも利得が大きすぎれば閉ループ不安定化し得る。

エ： $P=0$ では閉ループ右半平面極を0とするため、臨界点-1の正味包囲数も0である。

総合解説：Nyquist判別では開ループ右半平面極数 P と-1点の包囲数を結び付けて閉ループ安定性を判定する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0135

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：応用

Routh表の第一列を上から見たとき、符号変化が2回あった。特殊ケースはなく、零行も発生していない。このとき何が分かるか。

ア：右半平面に2個の極があり、系は不安定である。

イ：左半平面に2個の極があり、残りは必ず虚軸上にある。

ウ：虚軸上に2個の極があり、限界安定である。

エ：極数とは無関係で、符号変化は零点数を表す。

答え・解説

正答：ア

ア：Routh表第一列の符号変化数は右半平面極の個数に等しい。

イ：左半平面極数を直接表す規則ではない。

ウ：虚軸極は零行など別の特殊ケースで現れる。

エ：零点ではなく特性方程式の極を判別する。

総合解説：Routh-Hurwitz法は根を直接求めずに右半平面極の個数を判定できる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0136

自動制御 > 安定判別・周波数応答 | 難易度：応用

負帰還系で正のゲイン K を0から ∞ まで変化させる根軌跡について、基本則として正しいものはどれか。

ア：枝は開ループ零点から出発し、必ず原点へ到達する。

イ：枝は開ループ極から出発し、開ループ零点または無限遠点へ到達する。

ウ：枝は閉ループ極から出発し、開ループ極へ戻る。

エ：極と零点の数に関係なく枝は常に1本だけである。

答え・解説

正答：イ

ア：始点と終点が逆である。

イ：根軌跡の枝数は開ループ極数に等しく、 $K=0$ で開ループ極から始まる。

ウ：閉ループ極は K に応じて軌跡上を移動する対象である。

エ：枝数は一般に複数になり得る。

総合解説：根軌跡はゲイン変化に対する閉ループ極の移動を可視化する設計手法である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0137

メカトロニクス・制御応用 > センサ・アクチュエータ | 難易度：基礎

インクリメンタル形ロータリエンコーダの説明として最も適切なものはどれか。

ア：各角度に固有の絶対コードを常時出力するので、計数器を必要としない。

イ：回転角ではなく温度だけを検出する。

ウ：回転変位に応じたパルス列を出力し、基準位置からのパルス数を計数して相対位置を求める。

エ：機械軸へトルクを与えるアクチュエータであり、位置検出には使わない。

答え・解説

正答：ウ

ア：これはアブソリュート形の説明である。

イ：ロータリエンコーダは回転変位検出器である。

ウ：インクリメンタル形は回転量に応じたパルスを積算し、基準からの変位を検出する。

エ：エンコーダはセンサであり駆動源ではない。

総合解説：インクリメンタル形はA/B相パルス等を計数して位置・速度・方向を得る。停電復帰時の絶対位置には原点復帰等が必要になる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0138

メカトロニクス・制御応用 > センサ・アクチュエータ | 難易度：基礎

アブソリュート形ロータリエンコーダの長所として最も適切なものはどれか。

ア：必ずA相とB相のパルス差を積算しなければ現在位置が分からない。

イ：回転方向は検出できるが角度は検出できない。

ウ：出力は機械トルクであり電気信号ではない。

エ：現在の回転角に対応する絶対コードを出力でき、電源投入時にも位置情報を得やすい。

答え・解説

正答：エ

ア：これはインクリメンタル形の考え方である。

イ：絶対角度を検出できる。

ウ：エンコーダの出力は位置情報を表す電気信号である。

エ：アブソリュート形は角度位置そのものに対応したコードを出力する。

総合解説：絶対位置が必要な装置ではアブソリュートエンコーダが有利で、原点復帰動作を省ける場合がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0139

メカトロニクス・制御応用 > センサ・アクチュエータ | 難易度：標準

二相出力のインクリメンタルエンコーダでA相とB相が電気角 90° の位相差を持つ主な理由として適切なものはどれか。

ア：どちらの相が先行するかを見て回転方向を判別できるようにするため。

イ：出力電圧を三相交流へ変換するため。

ウ：モータの力率を1にするため。

エ：エンコーダ自身の回転トルクを増やすため。

答え・解説

正答：ア

ア：A/B二相の先行・遅れ関係からCW/CCW方向を判別できる。

イ：二相エンコーダ出力は三相電力変換を目的としない。

ウ：力率補償機器ではない。

エ：センサ出力の位相差は駆動トルク増大のためではない。

総合解説：A/B相の位相差を使うと方向判別に加え、立上り・立下りを利用した通倍計数で分解能を高められる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0140

メカトロニクス・制御応用 > センサ・アクチュエータ | 難易度：標準

1回転1000パルスのインクリメンタルエンコーダを 3000 min^{-1} で回転させる。基本パルスの周波数として正しいものはどれか。

ア：3 kHz。回転数3000をそのままパルス周波数とみなす。

イ：50 kHz。 $3000/60=50 \text{ r/s}$ 、 $50 \times 1000=50000 \text{ pulse/s}$ である。

ウ：180 kHz。 3000×60 を先に計算してから1000で割る。

エ：1 MHz。1回転のパルス数だけから周波数を決める。

答え・解説

正答：イ

ア： min^{-1} から s^{-1} への変換が必要である。

イ：回転数を毎秒回転数へ換算し、1回転当たりパルス数を掛ける。

ウ：換算の向きが逆である。

エ：周波数は回転速度にも依存する。

総合解説：最高応答周波数はエンコーダ選定の重要仕様で、回転速度と分解能の積に十分な余裕が必要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0141

メカトロニクス・制御応用 > センサ・アクチュエータ | 難易度：応用

位置サーボ系におけるエンコーダとサーボモータの役割の組合せとして最も適切なものはどれか。

ア：エンコーダが機械負荷を駆動し、サーボモータが位置を符号化する。

イ：両者とも検出器であり、駆動力を発生する要素は存在しない。

ウ：エンコーダは位置・速度を検出するセンサ、サーボモータは電気エネルギーを機械運動へ変換するアクチュエータである。

エ：両者ともアクチュエータであり、フィードバック信号は不要である。

答え・解説

正答：ウ

ア：役割が逆である。

イ：モータは駆動力を発生する。

ウ：メカトロニクスでは検出・演算・駆動の役割分担を明確にして制御系を構成する。

エ：エンコーダはフィードバックセンサである。

総合解説：センサは状態を電気信号へ変換し、アクチュエータは制御信号に応じて力・トルク・変位を生じさせる。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0142

メカトロニクス・制御応用 > サーボ・電動機制御 | 難易度：基礎

一般的な高性能サーボドライブの多重ループ構成として最も適切なものはどれか。

ア：外側から電流、位置、速度の順にし、最も遅い電流ループを外側へ置く。

イ：位置ループだけで速度・電流も直接制御し、内側ループは不要とする。

ウ：全ループを直列開ループにしてフィードバックを使用しない。

エ：外側から位置ループ、速度ループ、内側に電流（トルク）ループを配置する。

答え・解説

正答：エ

ア：通常は電流ループが最も高速で内側にある。

イ：高精度位置制御では多重ループが有効である。

ウ：サーボはフィードバック制御を基本とする。

エ：内側ほど高速なループとし、電流→速度→位置の順に内側から応答を整えるのが一般的である。

総合解説：多重ループでは内側ループの帯域を外側より高くし、各階層を近似的に分離して設計する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0143

メカトロニクス・制御応用 > サーボ・電動機制御 | 難易度：標準

サーボ位置制御で位置ループゲインを適度に高めたときの一般的な効果として最も適切なものはどれか。

ア：追従性が向上し位置決め時間を短縮できるが、高すぎるとオーバーシュートやハンチングを生じ得る。

イ：ゲインを高めるほど追従性は必ず低下する。

ウ：ゲインの大きさは位置決め応答に全く影響しない。

エ：ゲインを無限大にすれば機械共振や遅れに関係なく必ず安定する。

答え・解説

正答：ア

ア：負帰還ゲイン増大は追従性向上に寄与する一方、位相余裕不足や機械共振で不安定化し得る。

イ：一般的傾向は逆である。

ウ：位置ループゲインは応答性を左右する。

エ：実機には遅れ・共振・飽和があり無限ゲインは実現不能かつ危険である。

総合解説：サーボ調整では追従性と安定余裕の両方を見てゲインを設定する。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0144

メカトロニクス・制御応用 > サーボ・電動機制御 | 難易度：標準

PWMインバータでサーボモータを駆動する説明として最も適切なものはどれか。

ア：スイッチング素子を常時ONに固定し、PWMを使わず電圧を調整する。

イ：スイッチングのデューティや変調を制御して平均電圧・電流を調整し、モータトルクや速度を制御する。

ウ：PWM周波数を下げるほど電流リップルは必ず小さくなる。

エ：インバータは検出専用で、モータへ電力を供給しない。

答え・解説

正答：イ

ア：常時ONでは電圧波形を制御できない。

イ：PWMにより直流電源から所望の交流電圧・電流を合成し、モータ駆動を行う。

ウ：一般にスイッチング周波数を上げると電流リップル低減に有利だが損失とのトレードオフがある。

エ：インバータは電力変換器である。

総合解説：PWMサーボでは電力変換と高速電流制御が密接に結び付く。スイッチング損失・リップル・ノイズも設計要素である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0145

メカトロニクス・制御応用 > サーボ・電動機制御 | 難易度：標準

サーボモータが負荷の慣性エネルギーを受けながら減速する回生制動時のエネルギー流れとして最も適切なものはどれか。

ア：減速時も電源からモータへ方向にだけエネルギーが流れる。

イ：回生制動ではモータ電流が必ず0となり、電気エネルギーは発生しない。

ウ：モータが発電状態となり、機械エネルギーが電気エネルギーとしてDCリンクへ戻る。条件により電源へ返送または回生抵抗で消費する。

エ：回生エネルギーは必ず機械軸に蓄積され続け、電気側へは戻らない。

答え・解説

正答：ウ

ア：回生時はエネルギー流れが駆動時と逆向きになる。

イ：制動トルクを得るには一般に電流が流れる。

ウ：減速時にはモータが発電機として働き、DCリンク電圧上昇を伴う回生エネルギーが生じる。

エ：エネルギーは電気側へ変換される。

総合解説：回生電力を電源へ返せない装置では回生抵抗などで安全に消費する必要がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0146

メカトロニクス・制御応用 > サーボ・電動機制御 | 難易度：応用

1回転2000パルス（A相）のインクリメンタルエンコーダをA/B相の両エッジで4逓倍計数する。軸を90°回転させたときのカウント数はいくらか。

ア：500カウント。4逓倍を考えず $2000 \times 1/4$ とする。

イ：8000カウント。1回転分のカウントを90°にも適用する。

ウ：4000カウント。90°を1/2回転と誤認する。

エ：2000カウント。1回転8000カウントなので1/4回転では2000カウントである。

答え・解説

正答：エ

ア：4逓倍ではA/B両相の立上り・立下りを利用する。

イ：8000は360°のカウント数である。

ウ：90°は1/4回転である。

エ： $2000 \text{ pulse/rev} \times 4 = 8000 \text{ count/rev}$ 、 $90^\circ = 1/4$ 回転なので2000 countである。

総合解説：サーボ位置指令・フィードバックではパルス分解能、逓倍、電子ギアなどの換算を正しく扱う必要がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0147

メカトロニクス・制御応用 > 機械・制御複合応用 | 難易度：基礎

モータ軸の慣性 $J=0.20 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、粘性係数 $B=0.40 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$ とし、負荷トルクを0とする。
入力トルク T から角速度 ω までの伝達関数として正しいものはどれか。

ア： $1/(0.20s+0.40)$ 。 $J \, d\omega/dt + B\omega = T$ から得られる。

イ： $1/(0.40s+0.20)$ 。 J と B の役割を逆にする。

ウ： $0.20s+0.40$ 。入力と出力の比を逆にする。

エ： $1/(0.08s+1)$ 。 J と B を掛けて時定数項とする。

答え・解説

正答：ア

ア：ラプラス変換で $(Js+B)\Omega = T$ より $\Omega/T = 1/(Js+B)$ である。

イ： s の係数は慣性 J 、定数項は粘性 B である。

ウ：これはインピーダンス側の式であり伝達関数の逆数である。

エ：時定数は J/B であり JB ではない。

総合解説：電気系だけでなく、機械系の慣性・摩擦を伝達関数へ落とし込むことがメカトロニクス制御の基本である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0148

メカトロニクス・制御応用 > 機械・制御複合応用 | 難易度：標準

減速比 $N=\omega_{\text{motor}}/\omega_{\text{load}}=5$ の理想減速機を介して、負荷慣性 $J_L=0.50 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ をモータ側へ換算する。換算負荷慣性はいくらか。

ア： $2.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。 J_L に N を掛ける。

イ： $0.020 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。 $J_{\text{ref}}=J_L/N^2=0.50/25$ である。

ウ： $12.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。 J_L に N^2 を掛ける。

エ： $0.10 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。 J_L を N で一度だけ割る。

答え・解説

正答：イ

ア：慣性換算は一次比ではない。

イ：理想ギヤではエネルギー等価から慣性は速度比の二乗で換算される。

ウ：これは逆側へ換算するときの関係を取り違えている。

エ：二乗則を用いる必要がある。

総合解説：負荷慣性比はサーボ応答性やゲイン調整へ影響するため、減速機を含む機械系の慣性換算が重要である。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0149

メカトロニクス・制御応用 > 機械・制御複合応用 | 難易度：標準

PI制御器を用いるサーボ系で、アクチュエータ出力が長時間飽和した後に大きなオーバーシュートが生じる。最も適切な原因と対策の組合せはどれか。

ア：微分器のウィンドアップが原因であり、積分ゲインをさらに大きくする。

イ：センサ分解能が高すぎることで原因で、フィードバックを切る。

ウ：積分器のウィンドアップが原因であり、飽和差を積分器へ戻す等のアンチウィンドアップを用いる。

エ：負帰還そのものが原因なので正帰還へ変更する。

答え・解説

正答：ウ

ア：ウィンドアップは主に積分動作に関係する。

イ：高分解能センサは直接のウィンドアップ原因ではない。

ウ：飽和中も偏差を積分し続けると積分状態が過大となり、飽和解除後の回復が遅れる。

エ：正帰還化は安定性を悪化させる。

総合解説：実機制御では線形モデルだけでなく飽和、摩擦、デッドゾーンなど非線形要素を考慮する必要がある。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08

0150

メカトロニクス・制御応用 > 機械・制御複合応用 | 難易度：応用

比例制御器 $K=3$ 、プラント $G(s)=2/(s+1)$ 、検出器 $H=0.6$ の負帰還系を考える。目標値1のステップ入力に対する出力定常値として最も近いものはどれか。

ア：1.00。負帰還なら検出器ゲインに関係なく出力は必ず目標値と一致する。

イ：0.60。検出器ゲイン H をそのまま出力定常値とする。

ウ：6.00。閉ループ分母を無視して前向き直流ゲインだけを用いる。

エ：約1.30。 $T(0)=KG(0)/[1+KG(0)H]=6/(1+3.6)=6/4.6$ である。

答え・解説

正答：エ

ア：積分作用がない比例制御では一般に偏差が残り、 $H \neq 1$ なら出力1に一致するとは限らない。

イ： H はフィードバック信号の倍率である。

ウ：負帰還分母 $1+KGH$ を考慮する必要がある。

エ： $T(0)=6/4.6 \approx 1.304$ である。非単位検出器では出力尺度と目標値尺度の関係に注意する。

総合解説：メカトロニクス系ではセンサ校正誤差やスケーリングが閉ループ定常値へ直接影響するため、検出器ゲインをモデルに含める。

対象：2026年度 / 基準日 2026-09-08