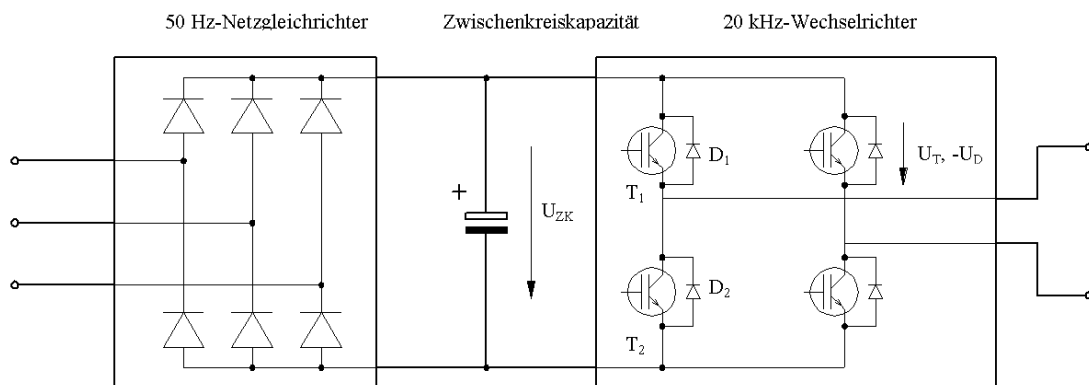


# ROBUSTE STROM-PHASENWINKELMESSUNG FÜR CPS-FREQUENZUMRICHTER MIT OPTIMIERTEM AUSGANGS-LEISTUNGSFAKTOR

R. Czainski

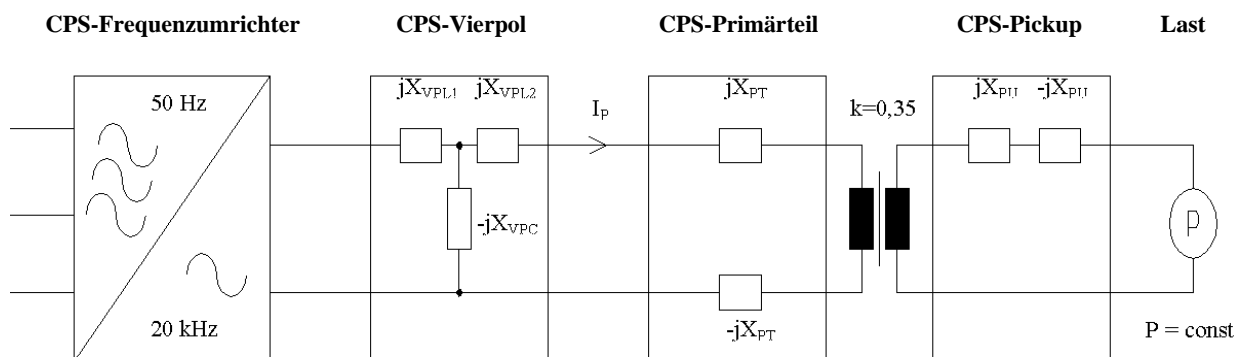
## 1 EINLEITUNG

Frequenzumrichter für die berührungslose Energieübertragung (**Contactless Power Supply**, CPS) werden häufig als Spannungswechselrichter ausgeführt. Der prinzipielle Aufbau eines derartigen Umrichters ist in **Bild 1** dargestellt.



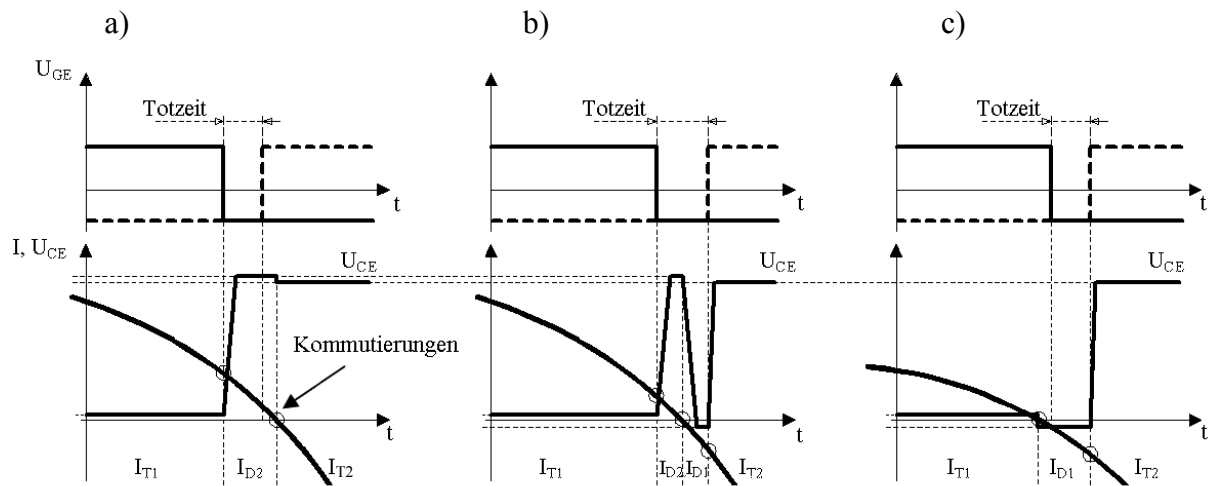
**Bild 1:** Prinzipieller Aufbau eines CPS-Frequenzumrichters

Solch ein CPS-Frequenzumrichter als Bestandteil der Einspeisung für die berührungslose Energieübertragung ist in **Bild 2** beispielhaft für ein einfaches Einspeisekonzept dargestellt.



**Bild 2:** Einspeisekonzept für ein CPS-System

CPS-Frequenzumrichter speisen in der Regel einen Resonanzkreis. Bei dieser Betriebs- bzw. Belastungsart können die Schaltverluste der Halbleiter besonders durch weiches Schalten, d. h. Schalten in den Spannungs- oder Stromnulldurchgängen bzw. in deren Nähe reduziert werden. In Abhängigkeit von dem aktuellen Zustand des Resonanzkreises ergeben sich für den in **Bild 1** gezeigten Frequenzumrichter die drei in **Bild 3** gezeigten Schaltzustände für die beiden IGBTs T1 (Oberschalter) und T2 (Unterschalter) einer Halbbrücke. Dargestellt sind die IGBT-Ansteuerspannungen  $U_{GE}$ , die Schalterströme  $I_{T1}$  und  $I_{T2}$ , die Spannung  $U_{CE}$  über dem Oberschalter T1 sowie die Ströme  $I_{D1}$  und  $I_{D2}$  der beiden Freilaufdioden D1 und D2.

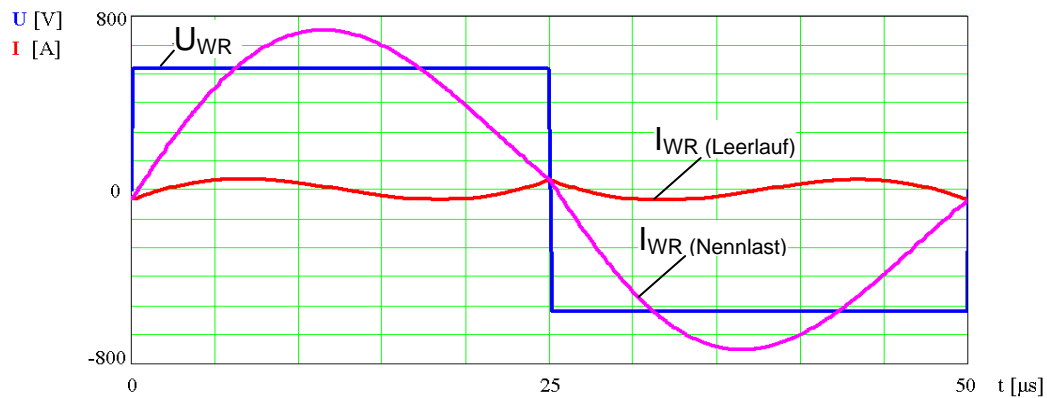


**Bild 3:** Schaltzustände für die Halbbrücke ( $T_1$  und  $T_2$ ) eines Spannungswechselrichters zur berührungslosen Energieübertragung: a) induktiv, b) resonant, c) kapazitiv

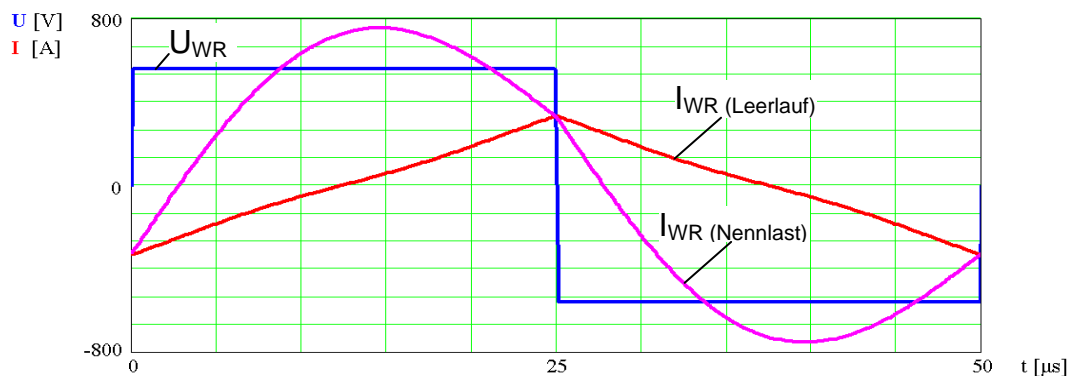
Bezüglich der Schaltverluste, also dem Produkt aus Schalterstrom und -spannung im Schaltzeitpunkt, stellt der in **Bild 3b** dargestellte Schaltvorgang das Optimum dar. Die Phasenlage des Wechselrichter-Ausgangsstroms, und damit der Schaltzustand entsprechend **Bild 3**, wird durch Parameteränderungen, und zwar im Wesentlichen durch Parameterschwankungen der Resonanzlast (zeitliche Varianz), beeinflusst. Diese Änderung kann entweder durch Kompensation mit diskreten Streckenparametervariationen (zuschaltbare Kapazitäten oder Induktivitäten) oder durch Einstellen einer neuen Resonanzfrequenz ausgeglichen werden, wobei für diese Maßnahmen zunächst die Kenntnis des Strom-Phasenwinkels notwendig ist.

## 2 MESSGRÖßE

Das zur Strom-Phasenwinkelregelung notwendige Messsignal bezieht sich auf die Grundschwingung des Wechselrichter-Ausgangsstroms. Dieser Strom ist jedoch mit Oberschwingungsanteilen behaftet und liefert keinen eindeutigen Grundschwingung-Phasenwinkelwert. Die zeitlichen Verläufe des Wechselrichter-Ausgangsstroms sind in Abhängigkeit von der Last und dem Zustand des Resonanzkreises in **Bild 4a** und **4b** dargestellt.



**Bild 4a:** Spannung (blau) und Stromverläufe am WR-Ausgang im Leerlauf (rot) und bei Nennlast (magenta) für abgestimmten Resonanzkreis

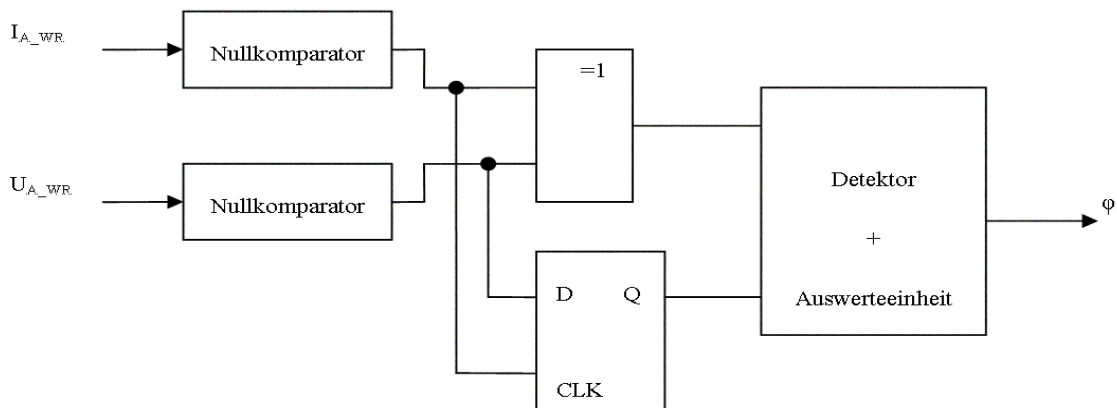


**Bild 4b:** Spannung (blau) und Stromverläufe am WR-Ausgang für Leerlauf (rot) und bei Nennlast (magenta) für **nicht** abgestimmten Resonanzkreis

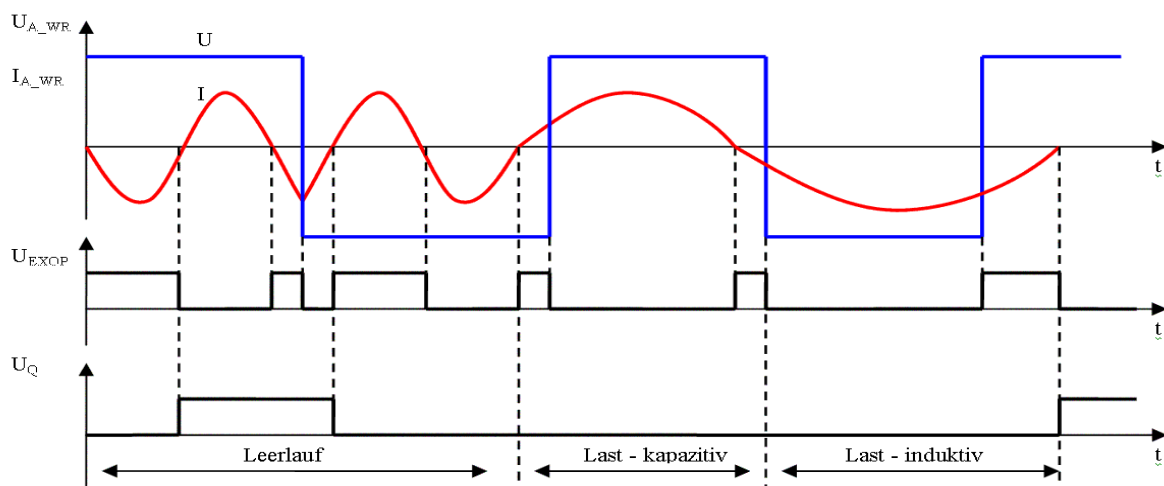
### 3 KONZEPT DES MESSPFADES

Wie in **Bild 4a** erkennbar, ist die Grundswingungsphasenlage des Stroms nicht eindeutig ablesbar, denn im Leerlauf und bei Nennlast ergeben sich unterschiedliche Nulldurchgangsintervalle. Für die Messung des Strom-Grundswingungsphasenwinkels können verschiedene Konzepte verfolgt werden. Die Verwendung eines Grundswingungsfilters und eine Standardschaltung zur Phasenverschiebungsmessung zwischen zwei zeitlichen Signalen ist die einfachste Variante, kann jedoch wegen der Instabilität des analogen Filters und bei gestörter Umgebung Messfehler beinhalten. Im Gegensatz hierzu liefert eine FFT ein genaues Ergebnis, ist aber wegen des großen Rechenaufwands und damit verbundenen Hardwarekosten nicht akzeptabel. Die nachfolgend beschriebene Methode bietet den Vorteil, trotz niedriger Kosten die große Genauigkeit der teuren FFT-Lösung zu ermöglichen. Das Funktionsprinzip basiert auf der Detektierung von zunächst allen Strom- und Spannungsnulldurchgängen und anschließender Selektion bzw. Akzeptierung nur der direkt vor oder nach einem Spannungsnulldurchgang auftretenden Stromnulldurchgänge für die Phasenwinkelerfassung.

Die prinzipielle Funktionsweise ist in **Bild 5** und **Bild 6** dargestellt. Die Nulldurchgangserfassung von Strom und Spannung mit Hilfe einer ExOr-Funktion liefert zunächst ein Quasi-Phasenwinkelsignal (Signal  $U_{EXOR}$  in **Bild 6**), da die gemessenen Zeitintervalle auch die Strom-Nulldurchgänge aufgrund der Oberschwingungen beinhalten (siehe **Bild 4a**, Leerlauf). Zusätzlich ist eine „Vorzeichen-Einheit“ erforderlich, da die Phasenverschiebung sowohl negativ als auch positiv werden kann. Diese Aufgabe wird durch Verwendung eines Flipflops (Signal  $U_Q$  in **Bild 6**) gelöst.



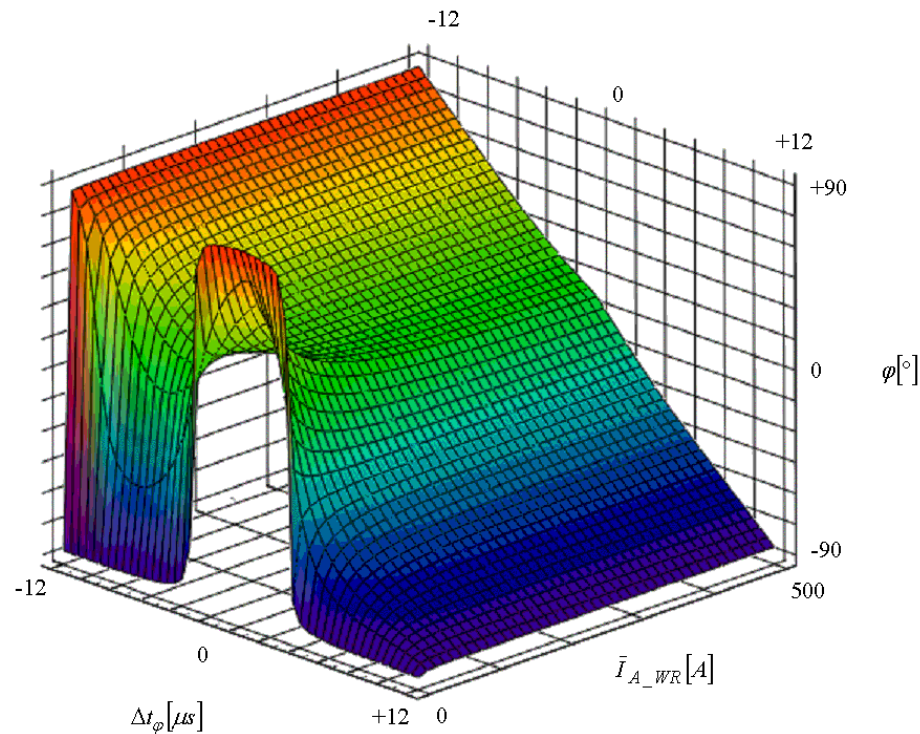
**Bild 5:** Blockschaltbild der digitalen Phasenwinkel-Messung mit ExOr-Funktion und Vorzeichen-Flipflop



**Bild 6:** Exemplarische zeitliche Verläufe der digitalen Phasenwinkel-Messung

Die Signalauswertung in Verbindung mit einer präzisen Differenz-Zeitmessung und Umrechnung in einen Phasenwinkel („Detektor und Auswerteeinheit“ in **Bild 5**) kann von dem für die Strom-Phasenwinkelregelung eingesetzten Mikrocontroller übernommen werden. Da der Phasenwinkel  $\varphi$  eine Funktion des gemessenen Zeitintervalls und der Amplitude der Strom-Grundschwingungsamplitude ist, wird neben den gemessenen Zeiten  $\Delta t_\varphi$  zwischen Strom- und Spannungsnulldurchgang zusätzlich als Referenz der als Mittelwert gemessene WR-Ausgangstrom  $\bar{I}_{A\_WR}$  verwendet.

**Bild 7** stellt den in Abhängigkeit vom WR-Messstrom und von der gemessenen Zeitdifferenz berechneten Phasenwinkel dar. Man kann erkennen, dass diese Funktion in der Nähe von Null eine deutlich veränderte Monotonie aufweist, was mit der Dämpfung des gesamten Systems erklärt werden kann. Es ist ebenfalls erkennbar, dass bei großen Lastströmen der Phasenwinkel fast direkt proportional zum gemessenen Zeitintervall ist und erst zu kleinen Strömen (Leerlauf) hin der gemessene WR-Ausgangsstrom zur Berechnung benötigt wird.



**Bild 7:** Grundschwingungsphasenwinkel als Funktion des zeitlichen Nulldurchgangsabstandes und des WR-Ausgangsstrommittelwerts

## 4 AUSFÜHRUNG

Die oben dargestellte Methode zur Messung bzw. Berechnung des Phasenwinkels wurde in einem CPS-Frequenzumrichter für die berührungslose Energieübertragung an der Magnetschwebbahn Transrapid TR09 implementiert. Der Messpfad befindet sich direkt an der Treiberstufe und nutzt die zur Stromüberwachung angeschlossenen Wechselstromwandler.

**Bild 8** zeigt als Ausschnitt dieser Schaltung das elektrische Schaltbild eines Stromnulldurchgangsdetektors. Die Ankopplung des Stromsignals an den Komparator erfolgt hinter dem Gleichrichter direkt an der Wicklung, um eine möglichst große Amplitude des Strommesssignals zu nutzen.

Die anschließende digitale Filterung/Selektion der erzeugten Signale wurde in einem programmierbaren Logikbaustein, einem CPLD mit 32 Makrozellen, implementiert und das entsprechende Programm in der Programmiersprache VHDL umgesetzt.

